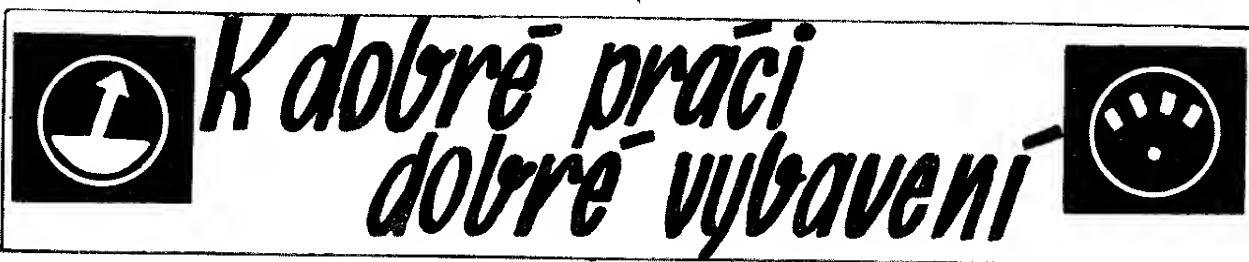


Již dávno minuly doby, kdy tranzistory byly součástí se zajímavými vlastnostmi, avšak s nejistou budoucností. Po úspěšném zavedení do spotřební elektroniky ovládly v posledních letech i obor investičních zařízení a pronikají i do techniky nejnáročnější – techniky měřicích přístrojů.

Je všeobecně známo, že nároky na parametry a jakost elektronických zařízení neustále stoupají. Aby však bylo vůbec

náročnější a nejobtížnější činnosti v elektronice vůbec.

Úkolem tohoto čísla RK je seznámit čtenáře s návrhem a konstrukcí základních měřicích přístrojů osazených tranzistory. Soubor těchto přístrojů tvoří základní vybavení dílny každého vážného zájemce o amatérskou stavbu nejrůznějších elektronických přístrojů. Není snad třeba podrobněji vysvětlovat výhody důsledného použití polovodičů, jako jsou



možné je měřit a kontrolovat, musí mít použité měřicí přístroje lepší a stálejší vlastnosti. Tak např. běžným požadavkem na jakostní zesilovače je, aby časová a kmitočtová odchylka zesílení nepřesáhla několik procent jmenovité hodnoty. Aby ji však bylo možné spolehlivě změřit, musí použité měřicí přístroje (zvláště jejich vestavěné zesilovače) zajistit vlastní odchylku alespoň o řád menší, v našem příkladu několika promile.

Tyto vlastnosti musí být přitom zaručeny za všech skutečných provozních podmínek, za jakých se měří. Jde zvláště o rozsah teplot, vlhkosti a napájecích napětí. Právě z těchto důvodů patří návrh a konstrukce měřicích přístrojů k nej-

malé rozměry, malá spotřeba a tím možnost napájení z baterií, možnost použití v dílně i v terénu atd. Nelze opomenout ani skutečnost, že mnoho amatérů tráví konec týdne a svou dovolenou mimo bydliště – na chatě. Nezávislost přístrojů na síťovém napájení umožňuje využít volných chvil i zde k pokusům a práci.

Méně zkušeným a začátečníkům lze doporučit, aby se nejprve seznámili s popisy jednoduchých přístrojů, které uveřejňovalo AR v minulých ročnících [1]. (Dobrou pomůckou k vyhledání vhodných návodů je RK 6/67.) Teprve po získání základních poznatků a praxe mohou bez obav přistoupit ke konstrukci složitějších přístrojů uvedených v tomto čísle RK.

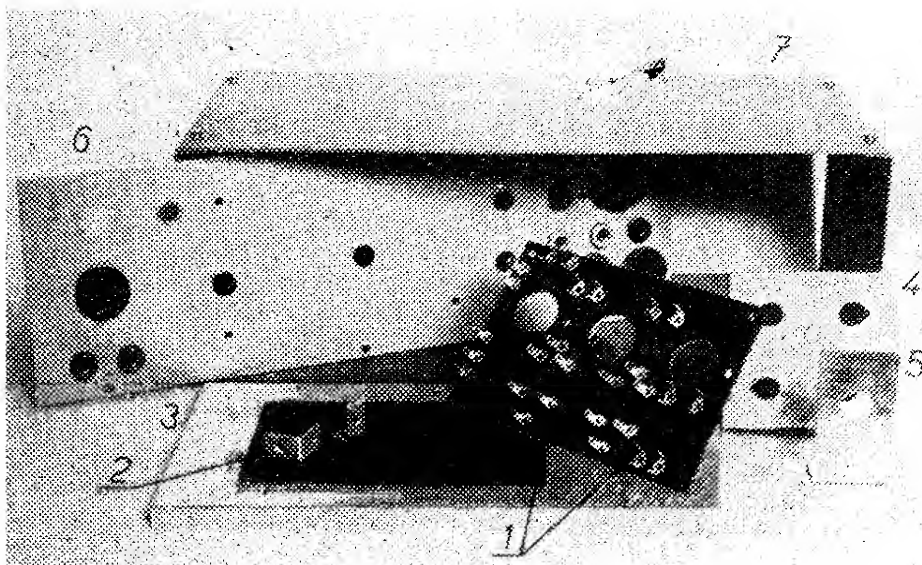
MĚŘICÍ PŘÍSTROJE S TRANZISTORY

Ing. Jindřich Čermák

Elektronické měřicí přístroje patří k výrobkům, které se vyrábějí jen v malých sériích po několika stech, nejvýše tisících kusech. Z toho vyplývá, že při jejich výrobě se nepoužívají technologické postupy, obvyklé při výrobě zařízení masové spotřeby, např. rozhlasových přijímačů. Přesto však je respektována samozřejmá snaha o zlevnění výroby. Dosahuje se jí

Její délka je podle složitosti obvodu 40, 80 nebo 120 mm. Na těchto deskách jsou technikou pájecích oček nebo plošných spojů připevněny a propojeny drobné součástky.

Každá deska je podle obr. 2 opatřena v rozích otvory. Dolními dvěma prochází šroubky M3 × 10 mm a přidržují dva úhelníčky (díl 2 na obr. 1), kterými je per-

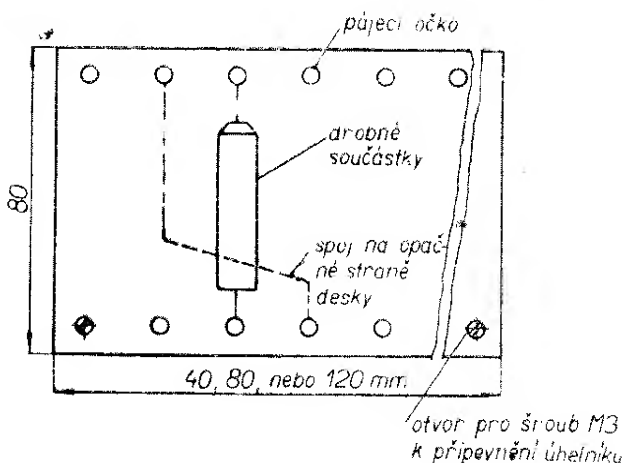


Obr. 1. Hlavní díly konstrukce měřicích přístrojů; 1 - pertinaxové desky s pájecími očky; 2 - přidržné úhelníky desek; 3 - základní kostra; 4, 5 - úhelníky pro potenciometry a přepínače; 6 - čelní panel; 7 - kryt (ocelový plech 1 až 1,2 mm)

důslednou typizací mechanické konstrukce a některých elektrických obvodů. Pokud se takové díly používají u všech nebo alespoň většiny vyráběných typů měřicích přístrojů, jejich spotřeba se zvětšuje a to samozřejmě zlevňuje výrobu. Tato skutečnost se uplatňuje u jednotné mechanické konstrukce většiny elektronických měřicích přístrojů n. p. TESLA Brno, TESLA Strašnice aj.

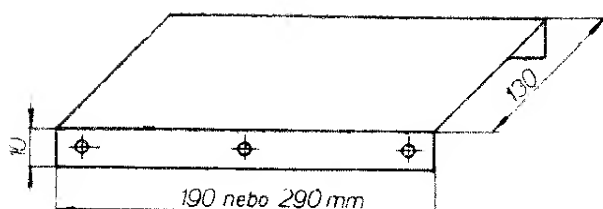
Po několika pokusech a zjednodušeníh se nakonec dobře osvědčila konstrukce, jejíž díly jsou na obr. 1.

Základním dílem je pertinaxová deska (díl 1 na obr. 1) o jednotné šířce 80 mm.

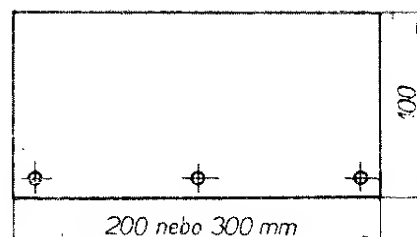


Obr. 2. Pertinaxová deska se součástkami

$$2 \cdot \frac{2}{68} R_K$$



Obr. 3. Základní kostra (hliníkový plech 1,5 až 2 mm)



Obr. 4. Čelní panel (hliníkový plech 1,5 až 2 mm)

tinaxová deska připevněna ve svislé poloze k základní vodorovné kostře – díl 3.

Vodorovná kostra je z hliníkového plechu podle obr. 3. Výška (10 mm) a hloubka (130 mm) jsou ve všech případech stejné. Šířka je dvojnásobná podle složitosti přístroje: 190 a 290 mm.

Pomocí úhelníků (díly 4, 5 na obr. 1) jsou ke kostře nebo k jednotlivým deskám připevněny potenciometry nebo přepínače. Velikost úhelníků navrhujeme zpravidla podle individuálních potřeb pro jednotlivé měřicí přístroje.

Hřídele potenciometrů a přepínačů procházejí čelním panelem (díl 6). Je opět z hliníkového plechu ve dvou variantách (obr. 4) podle složitosti přístroje. Panel nese popřípadě ještě další ovládací prvky (spínač, pojistkové pouzdro) nebo ručkové měřidlo. Třemi otvory při dolní hraně panelu procházejí opět šroubky $M3 \times 10$ mm

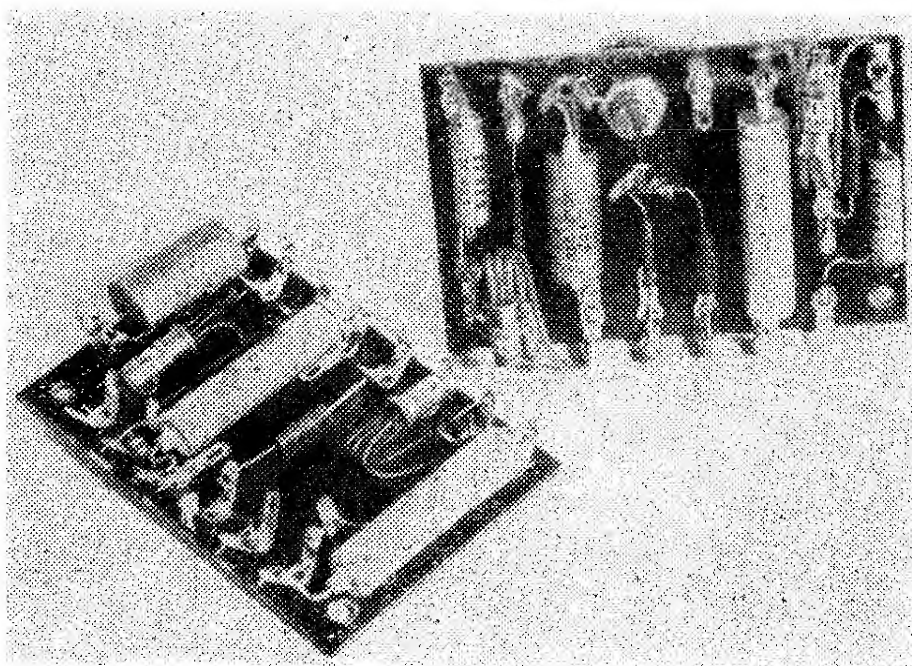
a spojují jej s přední svislou stranou základní vodorovné kostry.

Uspořádání součástek na základní perlinaxové desce ukazuje obr. 5.

Celek složený z popsaných dílů se zasune do krytu (obalu) z hliníkového nebo ocelového plechu (obr. 1, díl 7). Také ten bývá ve dvou velikostech (šířkách), přičemž hloubka a výška jsou stejné. Při zhotovení je třeba pečlivě dodržet vnitřní rozměry a ostré ohyby hran.

Na dolní straně krytu jsou v rozích připevněny šroubky nebo lepidlem Epoxy čtyři gumové nárazníky. Na horní straně je dvěma krycími příchytkami připevněno držadlo k přenášení. Je z černé plastické bužírky o šířce asi 38 mm, do níž je ztuha zasunut pásek přešpánu tloušťky asi 1 mm. Obě příchytky jsou upevněny šroubky $M3 \times 10$ mm.

Kryt je nastříkán šedým tepaným la-



Obr. 5. Destičky osazené součástkami

kem (odstín 9111) nebo nitrolakem (odstín 1100). Čelní panel je nastříkán modrým tepaným lakem (odstín 9441) nebo nitrolakem (odstín 4265). V nouzi zhotovíme kryt ze sololitu lepeného Epoxy.

Výhodou popsané mechanické konstrukce je malý počet základních dílů a jejich jednotnost. Zhotovíme je – nebo si je dáme zhotovit – do zásoby, což urychlí práce při výrobě měřicích přístrojů. Další výhodou je jejich jednoduchost, odpovídající možnostem domácí dílny.

Pro menší přípravky a přístroje samozřejmě přizpůsobíme velikost krytu; pertinaxové desky a drobné díly však zůstávají stejné.

V tab. 1 je přehled dodavatelů a výrobců, u nichž lze koupit jednotlivé materiály, zhotovit díly nebo je dát povrchově upravit. Adresy odpovídají stavu ze druhé poloviny roku 1967 a pomohou především čtenářům z Prahy a okolí.

Měrný předzesilovač

Základním obvodem většiny elektronických měřicích přístrojů je zesilovač, v našem případě osazený tranzistory. Setkáme se s ním všude – nejen v tranzistorových voltmetrech nebo osciloskopech,

Tab. 1.

<i>Materiál, úkon</i>	<i>Prodejna, výrobní družstvo</i>	<i>Telefon</i>
Pertinax 1,5 až 2 mm	Radioamatér Žitná 7 Na Poříčí 45 Václ. nám. 25	22 86 31 60 540
Pájecí očka stříbřená		23 65 33, 23 62 70
Šroubky M3 s maticemi	Železářství Praha 1, Malé nám. 142 Praha 5, Kirovova 5 Praha 3, Leninova 140	22 71 54 54 20 21 43 67 49
Hliníkový plech 1,5 až 2 mm (drobné úhelníky, kostry, panely), ocelový plech 1 až 2 mm (kryty)		
Ocelový kryt (ohýbání, sváření)	Instalace, Praha 3, Malešická 2424	83 37 50
Povrchová úprava tepaným lakem	Malba, Praha 10, Komarovova 2089	77 31 31
Gumové nárazníčky (pod přístroje), široká bužírka na držadla	Domácí dílna Praha 1, Dlouhá 25 Praha 2, Žitná 14 Praha 5, Lidická 28 Praha 7, Obránců míru 77	665 09 22 86 41 54 01 65 37 30 71
Navíjení transformátorů	ESA, závod 06, Praha 3, Bořivojova 27	27 13 50
Rytí štítků a stupnic	Znak Praha 2, Žitná 41	23 95 34
Desky s plošnými spoji	3. ZO Svazarmu Praha 10, pošt. schr. 116	

ale i v generátorech signálů nejrůznějších průběhů, kde slouží k oddělení vlastního obvodu generátoru od zátěže. Na tyto zesilovače jsou kladeny nejprísnější nároky pokud jde o šířku přenášeného pásma a malé nelineární zkreslení. Hlavně však požadujeme dlouhodobou stálost parametrů bez ohledu na kolísání napájecího napětí, teploty, stárnutí nebo výměnu tranzistorů.

Jedním z předpokladů dosažení takových vlastností je dobrá stabilizace pracovních bodů tranzistorů. Velmi často se používá kombinace můstkového zapojení s tyčinkovým termistorem. Vhodný postup návrhu byl v naší literatuře již mnohokrát popsán a není tedy třeba jej zde znovu rozvádět.

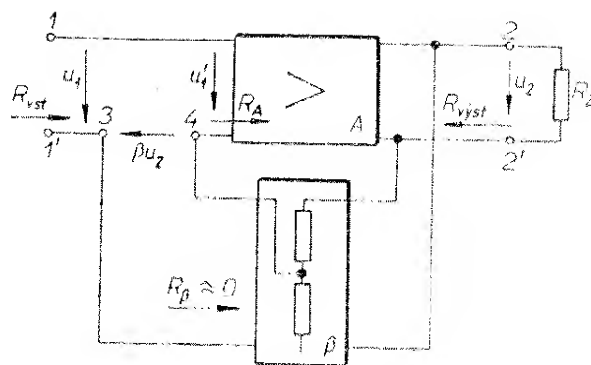
Dalším požadavkem – dosud ne dostatečně respektovaným – je malé tepelné zatížení všech součástek a opět především tranzistorů. Pokud snad výrobce udává pro typ 0C70 přípustnou ztrátu 125 mW, je to ze seriózního hlediska reklamní údaj, platný jen při teplotě okolí 25 °C a za podmínek teplotní stability. Uvážíme-li však možnost kolísání okolní teploty i závislost parametrů tranzistoru na teplotě přechodu, zatížíme takový typ v praxi nejvýše 10 až 20 mW. Kromě toho se ukazuje příznivý vliv malého zatížení tranzistoru na jeho spolehlivost a životnost.

Nejdůležitějším prostředkem ke zlepšení a ustálení parametrů zesilovače je záporná zpětná vazba. Protože se s ní budeme v dalších stavebních návodech neustále setkávat, vysvětlíme si nyní její základní účinky a na konkrétních příkladech i možnosti použití.

Zjednodušené zapojení zesilovače se zpětnou vazbou je na obr. 6. Skládá se ze zesilovací větve se zesilovačem A a větve zpětné vazby β , obsahující obvykle dělič napětí, část vinutí výstupního transformátoru zesilovače apod.

V původním stavu, bez zpětné vazby, byly body 3, 4 vstupního obvodu zkratovány. Na vstupu vlastního zesilovače bylo napětí $u_1 = u'_1$ a jeho zesílení bylo dáno poměrem výstupního a vstupního napětí

$$A = \frac{u_2}{u'_1} \quad (1).$$



Obr. 6. Základní zapojení zesilovače se zpětnou vazbou

Po připojení zpětné vazby se ve vstupním obvodu objeví napětí βu_2 , odvozené z napětí výstupního. Předpokládejme, že je orientováno tak, že působí proti původnímu vstupnímu napětí, tedy

$$u'_1 = u_1 - \beta u_2 \quad (2).$$

Protože zesílení vlastního zesilovače se nemění, musí být

$$u'_1 A = (u_1 - \beta u_2) A = u_2 \quad (3),$$

odkud úpravou vypočteme výsledné zesílení celého zesilovače po zavedení zpětné vazby

$$A' = \frac{u_2}{u_1} = \frac{A}{1 + \beta A} \quad (4).$$

Tento vztah odvodil a publikoval v letech 1923 až 1924 fyzik Black a bývá proto často nazýván Blackův vzorec.

Výsledný účinek zpětné vazby závisí na orientaci napětí přivedeného zpět do vstupního obvodu a tím na hodnotě jmenovatele tohoto zlomku, jak je uvedeno v tab. 2. V této kapitole si všimneme účinků záporné zpětné vazby, která zmenšuje zesílení.

Hlavním jejím důsledkem je však zmenšení vlivu změn vlastností vlastního zesilovače na výsledné zesílení. Derivací vzt. (4) odvodíme, že poměrná změna výsledného zesílení je $(1 + \beta A)$ krát menší než poměrná změna vlastního zesilovače

$$\frac{\Delta A'}{A'} = \frac{1}{1 + \beta A} \cdot \frac{\Delta A}{A} \quad (5).$$

Tab. 2.

Hodnota výrazu $1 + \beta A$	Důsledek	Název zpětné vazby	Použití
$(1 + \beta A) > 1$	$A' < A$	záporná	zlepšení vlastností zesilovačů a systémů
$(1 + \beta A) < 1$	$A' > A$	kladná	zmenšení zesílení, např. v audionu
$(1 + \beta A) = 0$	$A' = \infty$	kladná na mezi rozkmitání	oscilátory, generátory, klopné obvody
$(1 + \beta A) = 1$	$A' = A$	bez zpětné vazby	jednoduché zesilovače a systémy

Poznámka: pro jednoduchost se zde neuvažuje komplexní povaha parametrů

Tak např. zesilovač s $A = 100$ po zavedení záporné zpětné vazby $\beta = 0,1$ má zesílení

$$A' = \frac{A}{1 + \beta A} = \frac{100}{1 + 0,1 \cdot 100} = 9,1.$$

Poklesne-li časem zesílení vlastního zesilovače o $\Delta A = 10$ (tedy o 10 %, na hodnotu 90), je poměrná změna zesílení celého zesilovače se zápornou zpětnou vazbou

$$\frac{\Delta A'}{A'} = \frac{1}{1 + 0,1 \cdot 100} \cdot \frac{10}{100} \doteq 0,0091,$$

tedy jen o 0,91 % na hodnotu 9,16.

Záporná zpětná vazba také zmenšuje odchylky způsobené poklesem zesilovačích vlastností vlastního zesilovače na okrajích kmitočtového pásma. Na obr. 10 ukazuje křivka 1 průběh zesílení bez zpětné vazby a křivka 2 po jejím zavedení. Poměr obou udává hodnotu $1 + \beta A$, přičemž je zajímavé, že se tato hodnota s kmitočtem mění. Tam, kde bylo původně A velké, je velké i $(1 + \beta A)$ a naopak.

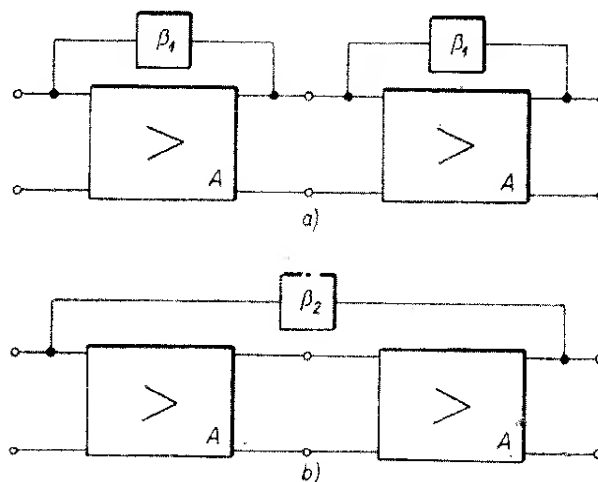
Proti původnímu předpokladu, že záporná zpětná vazba zesílení zmenšuje, se však na okrajích pásma zesílení zvětšilo. Je to způsobeno přídavnými fázovými vlivy reaktancí (kapacity vazebních a blokovacích kondenzátorů, indukčností tlumivek a transformátorů apod.). Napětí z větve zpětné vazby je zde fázově pooto-

čeno tak, že skutečně odpovídá kladné zpětné vazbě. To pak může být příčinou nežádoucích rušivých kmitání nad nebo pod zesilovaným pásmem. Proto je nezbytně nutné kontrolovat po sestavení zesilovače jeho vlastnosti alespoň o jeden až dva řády nad a pod krajními kmitočty.

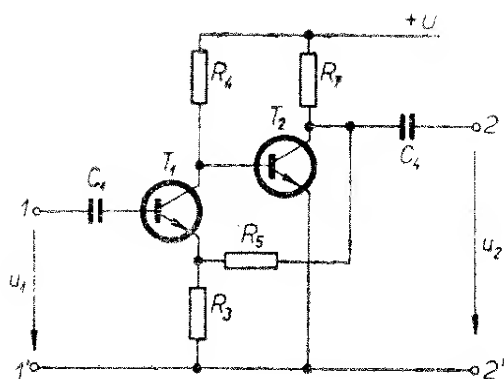
Příznivý vliv záporné zpětné vazby na stálost zesílení při změně napájecího napětí ukazuje obr. 11.

Všimneme si nyní způsobu zavedení záporné zpětné vazby u vícestupňových zesilovačů podle obr. 7.

Mějme dva vlastní zesilovače se zesílením $A = 100$, takže oba za sebou ze-



Obr. 7. Dvoustupňový zesilovač se zpětnou vazbou ; a) vazba přes jednotlivé stupně, b) vazba přes dva stupně



Obr. 8. Dvoustupňový zesilovač se stejnosměrnou vazbou

silují desettisíckrát. Úkolem je zavést vazbu tak, aby celý dvoustupňový zesilovač měl zesílení $A' = 100$.

V uspořádání podle obr. 7a jsou zavedeny dvě dílčí vazby s $\beta_1 = 0,09$, takže výsledné zesílení

$$A' = \frac{100}{1 + 0,09 \cdot 100} \cdot \frac{100}{1 + 0,09 \cdot 100} = 100$$

skutečně odpovídá požadované hodnotě. Kdyby se změnilo zesílení A , bude v tomto uspořádání jeho poměrná změna zmenšena desetkrát.

Ve druhém případě (obr. 7b) je zpětná vazba zavedena přes oba stupně s $\beta_2 = 0,0009$, takže

$$A' = \frac{10\,000}{1 + 0,0009 \cdot 10\,000} = 100.$$

Výsledné zesílení je sice stejné, poměrné změny vlastních zesilovačů jsou však zmenšeny stokrát.

Záporná zpětná vazba přes více stupňů má tedy příznivější výsledky než několik vazeb místních, jednostupňových. Vzhledem k obtížím s fázovými posuvy se však v praxi používá nejvýše vazba přes tři až čtyři zesilovací stupně.

V krajním případě velmi silné záporné zpětné vazby s $\beta A \gg 1$ je výsledné zesílení

$$A' = \frac{1}{1 + \beta A} \approx \frac{A}{\beta A} = \frac{1}{\beta} \quad (6)$$

dáno převratnou hodnotou přenosu větví zpětné vazby a málo závisí na změnách vlastního zesilovače.

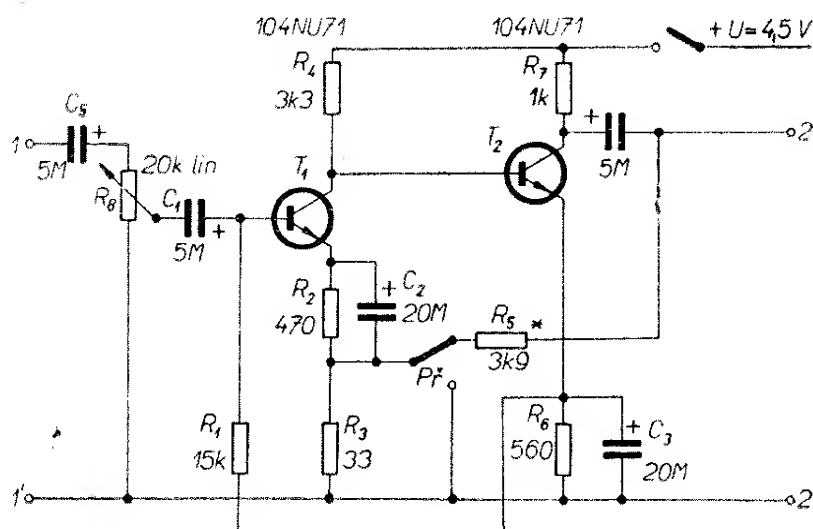
Příkladem praktického využití tohoto zajímavého závěru je měrný předzesilovač, jehož zjednodušené schéma je na obr. 8.

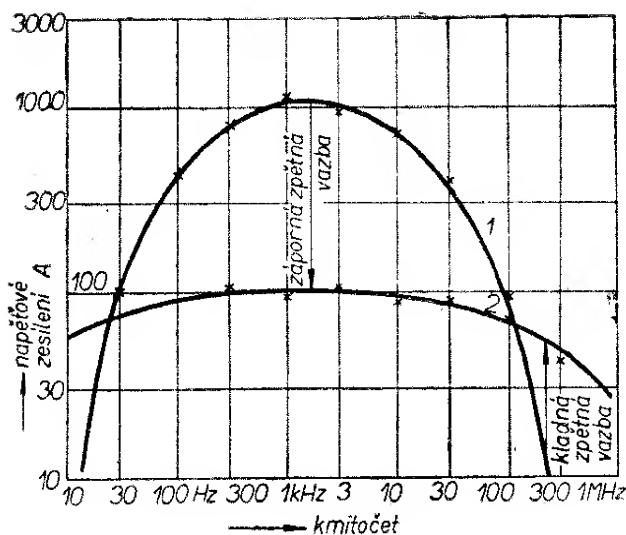
Jeho zesílení je dáno vztahem

$$A'_u = \frac{u_2}{u_1} = \frac{{}^1h_{21e} {}^2h_{21e} R_7}{2 {}^1h_{11e} + 2 {}^1h_{21e} \frac{R_3}{R_3 + R_5} (R_5 + \frac{R_7}{2} {}^2h_{21e})} \quad (7)$$

kde parametry s předraženým indexem ¹ (např. ¹ h_{11e}) patří tranzistoru T_1 a s indexem ² tranzistoru T_2 . Při dostatečném

Obr. 9. Měrný předzesilovač s napětovým zesílením 100





Obr. 10. Vliv záporné zpětné vazby na kmitočtovou závislost napětového zesílení

${}^1h_{21e}$ ${}^2h_{21e}$ převažuje pravý člen jmenovatele, takže

$$A'_u \approx \frac{{}^1h_{21e} {}^2h_{21e} R_7}{2 {}^1h_{21e} \frac{R_3}{R_3 + R_5} \cdot \frac{R_7}{2} {}^2h_{21e}} \approx \frac{R_3 + R_5}{R_3} \approx \frac{R_5}{R_3} \quad (8);$$

zesílení závisí převážně na poměru odporů R_3 , R_5 ve větvi zpětné vazby.

Úplné schéma měrného předzesilovače je na obr. 9. Na jeho vstupu je zařazen potenciometr jako dělič s cejchovanou stupnicí po desetínách. Mezi oběma tranzistory typu 104NU71 je stejnosměrná vazba, přinášející úsporu součástek. Z kolektoru druhého tranzistoru je zavedena záporná zpětná vazba přes odpory R_5 a R_3 do emitoru T_1 . Všimněme si, že odporem R_1 je zavedena další smyčka záporné zpětné vazby. Jde o stejnosměrnou zpětnou vazbu, která slouží ke stabilizaci pracovních bodů obou tranzistorů. Aby se její vliv oddělil od střídavé zpětné vazby, jsou odpory R_2 a R_6 zablokovány.

Z poměru odporů R_3 a R_5 podle vzt. (8) vychází, že zesílení je nastaveno na hodnotu $A_u = 100$. Není vyloučeno, že k nastavení přesné velikosti zesílení bude třeba v mírných mezích upravit velikost odporu R_5 .

$$8 \cdot \frac{2}{68} R_K$$

V dolní poloze přepínače P_7 je zpětná vazba vyřazena a zesilovač má zesílení asi 1000.

Příznivý vliv záporné zpětné vazby ukazují obr. 10. a 11.

Předzesilovač je vestavěn i s napájecí (plochou) baterií do stínícího krytu (obr. 12) a slouží ke stonásobnému zvětšení citlivosti nf voltmetrů nebo osciloskopů. Podmínkou ovšem je horní poloha vstupního děliče R_8 a malé zatížení výstupních svorek 2, 2'. Následující připojené měřicí přístroje tedy musí mít vstupní odpor 100 kΩ.

Při použití tranzistorů 156NU70 se zvýší horní mezní kmitočet při poklesu o 3 dB na 50 až 100 kHz.

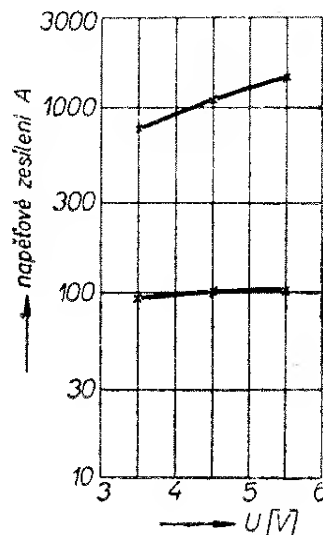
Vraťme se ještě jednou k obr. 6 a předpokládejme po zkušenosti se skutečným zesilovačem z obr. 9, že výstupní odpor větve zpětné vazby je zanedbatelně malý.

Před zavedením zpětné vazby protékal vstupním odporem vlastního zesilovače R_A proud

$$i_1 = \frac{u_1}{R_A}.$$

Po zavedení zpětné vazby protéká proud

$$i'_1 = \frac{u_1 - \beta u_2}{R_1} < i_1,$$



Obr. 11. Vliv záporné zpětné vazby na závislost napětového zesílení na napájecím napětí

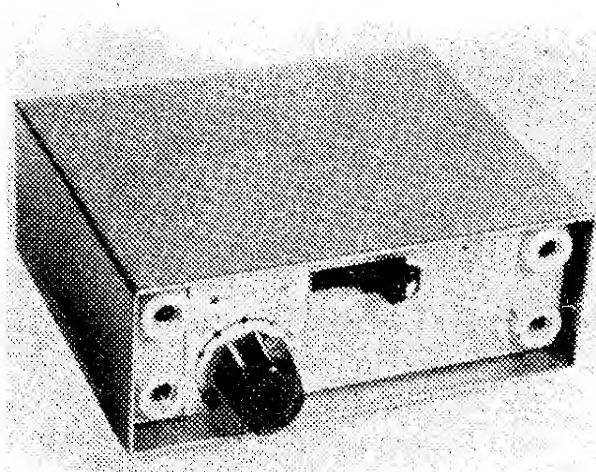
který je menší než v předcházejícím případě. Znamená to tedy, že v tomto zapojení zvětšila záporná zpětná vazba vstupní odpor svorek 1, 1'.

Podobnou úvahou bychom zjistili, že ve výstupním obvodu se výstupní odpor po zavedení záporné zpětné vazby zmenšil.

Z hlediska způsobu zapojení a vlivu na vstupní odpor rozlišujeme zápornou vazbu napěťovou a proudovou (tab. 3). Přitom je možné, aby v jediném zesilovači byla v některých obvodech vazba napěťová a v jiných proudová.

Spolehlivý způsob rozlišení uvedl v r. 1948 ve své slavné knize H. Bode.

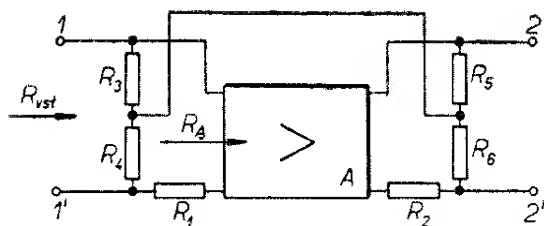
V pozorovaných bodech soustavy je napěťová zpětná vazba tehdy, jestliže



Obr. 12. Skutečný vzhled měrného předzesilovače

Tab. 3.

		Záporná zpětná vazba ve výstupním obvodu			
		napěťová		proudová	
		Výsledná změna odporu v obvodu			
		vstupním	výstupním	vstupním	výstupním
Záporná zpětná vazba ve vstupním obvodu	napěťová				
	proudová				
	napěťová				
	proudová				



Obr. 13. Zesilovač se smíšenou zpětnou vazbou

jejich zkratováním se přenos smyčkou zpětné vazby přeruší. Tak např. zkratováním svorek 2, 2' na obr. 6 se zkratuje výstupní napětí a tím i přenos větvi zpětné vazby. Je zde tedy zpětná vazba napěťová. Je-li záporná, zmenšuje se vstupní odpor výstupního obvodu přibližně $(1 + \beta A)$ krát.

Naopak přerušení přenosu smyčkou zpětné vazby, způsobené rozpojením pozorovaného obvodu znamená, že v tomto obvodu je zpětná vazba proudová. To platí např. o vstupním obvodu na obr. 6. Rozpojením svorek 1, 1' se oddělí „živá“ svorka 1 od vlivu zpětnovazební větve. Proudová záporná zpětná vazba vstupní odpor vstupního obvodu zvětší $(1 + \beta A)$ krát.

Obecnou platnost tohoto pravidla si může zájemce ověřit na příkladech v tab. 3. Poznamenejme pro úplnost, že zcela opačné účinky má kladná zpětná vazba.

V praxi se ovšem setkáme s případy, kdy ani silná záporná zpětná vazba nemá

podstatně ovlivnit vstupní nebo výstupní odpor zesilovače. V takovém případě se používá smíšená zpětná vazba podle obr. 13. Napětí zpětné vazby je úměrné proudu i napětí výstupního obvodu. Podle toho, jak převažuje proudová nebo napěťová složka, mění se vstupní nebo výstupní odpor. Ve zvláštním případě tzv. můstkové vazby, kdy

$$\frac{R_A}{R_4} = \frac{R_3}{R_1}$$

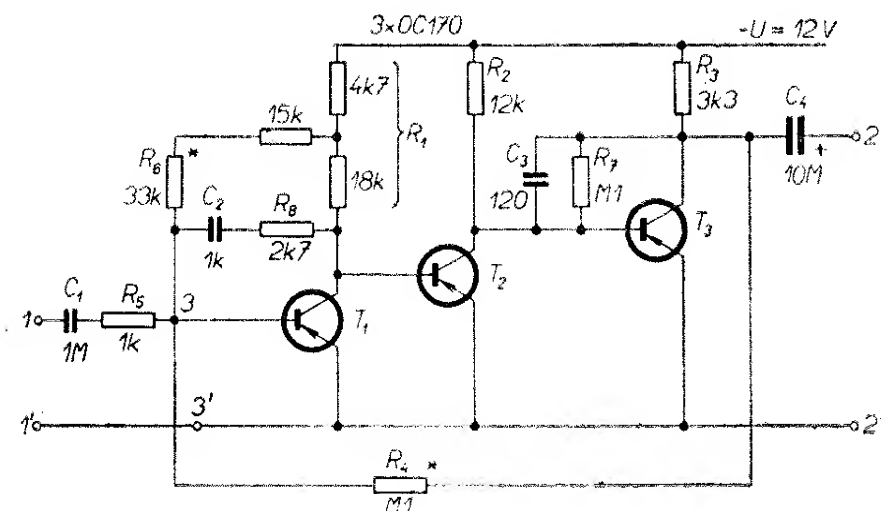
se vstupní odpor nemění. Vstupní obvod tvoří vyvážený Wheatstoneův můstek, takže jakákoli změna na svorkách 1, 1' nemá vliv na přenos větvi zpětné vazby.

Podobný vztah platí i pro můstkovou vazbu výstupního obvodu.

Obvykle se však vlivu zpětné vazby využívá k získání určitého definovaného odporu.

Na obr. 14 je zesilovač s napěťovou zápornou zpětnou vazbou ve vstupním i výstupním obvodu.

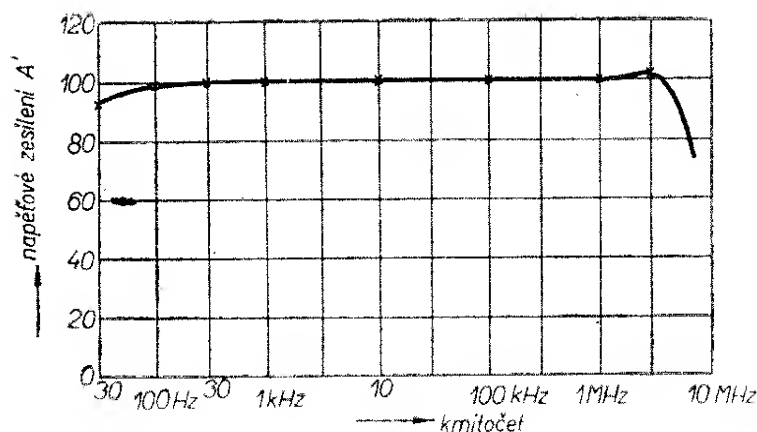
Všechny tři zesilovací stupně (osazené tranzistory P401 až 403 nebo 0C170) jsou vázány stejnosměrně. Napěťová zpětná vazba zmenšuje vstupní odpor svorek 3, 3' na několik Ω , takže vstupní odpor celého zesilovače je prakticky dán odporem $R_5 = 1 \text{ k}\Omega$. Vhodnou volbou odporu R_6 se nastaví stejnosměrné pracovní body tak, aby kolektorové napětí T_3 bylo asi 6 V. Pak se odporem R_4 nastaví napěťové zesílení celého zesilovače na $A' = 100$. Místní korekční obvody R_8 , C_2 , a R_7 , C_3



Obr. 14. Širokopásmový předzesilovač od 0 do 3 MHz

$$10 \cdot \frac{2}{68} R_K$$

Obr. 15. Napěťové zesílení širokopásmového předzesilovače

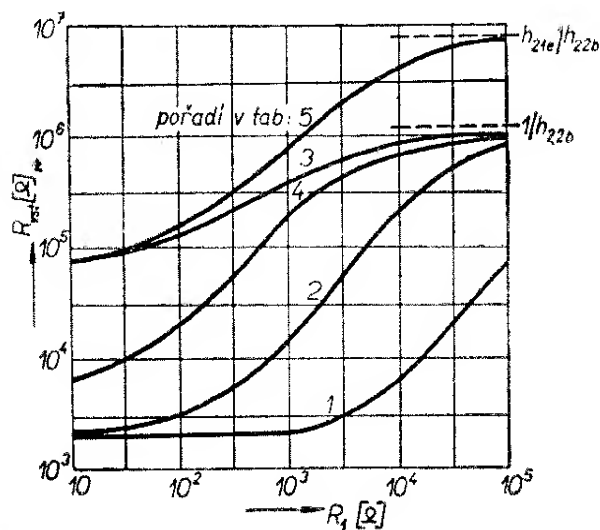


zlepšují stabilitu zesilovače a vyrovnávají jeho kmitočtovou charakteristiku v pásmu od 30 Hz do 3 MHz (obr. 15). Napěťová vazba zmenšuje současně odpor vstupního obvodu asi pod 100 Ω .

Častěji se však používá proudová záporná zpětná vazba ke zvýšení vstupního odporu. Takové zesilovače jsou pak nezbytnou součástí tranzistorových milivoltmetrů a osciloskopů.

Přehled nejčastěji používaných uspořádání je v tab. 4.

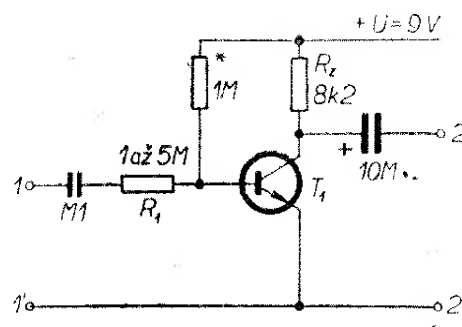
Nejjednodušší je uspořádání v 1. řádku tabulky. Vstupní odpor je prakticky dán hodnotou předřadného odporu R_1 a jeho závislost je znázorněna křivkou 1 na obr. 16. Hlavní výhodou tohoto jednoduchého uspořádání je stálý a kmitočtově nezávislý vstupní odpor a současně ochrana tranzistoru před náhodným přepětím



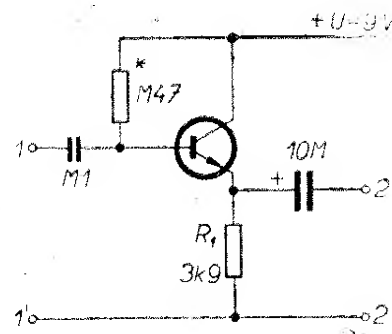
Obr. 16. Závislost vstupního odporu různých druhů předzesilovačů z tab. 4

na vstupních svorkách 1, 1'. Skutečné uspořádání obvodu je na obr. 17. Napěťové zesílení závisí na poměru $h_{21e} R_z/R_1$ a volí se zpravidla řádu jednotek.

Častěji se používá proudová zpětná vazba podle 2. řádku tab. 4. Vstupní odpor závisí na proudovém zesilovacím činiteli h_{21e} a emitorovém odporu R_1 (křivka 2 na obr. 16). Zapojení je sice velmi jednoduché (obr. 18), k dosažení vstupního odporu řádu 100 k Ω je však třeba, aby velikost emitorového odporu neklesla asi pod 3 až

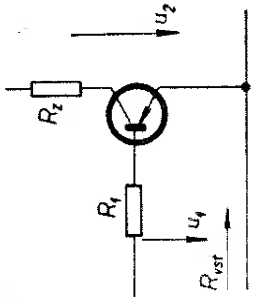
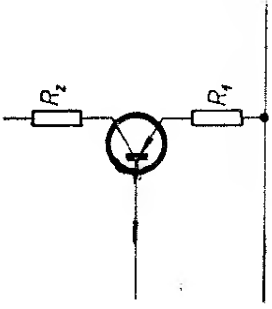
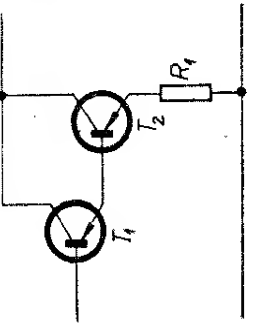


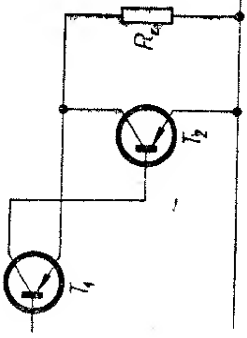
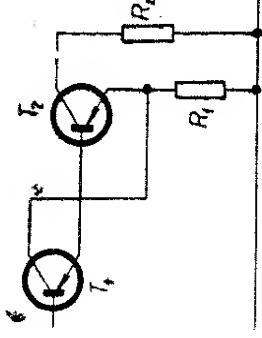
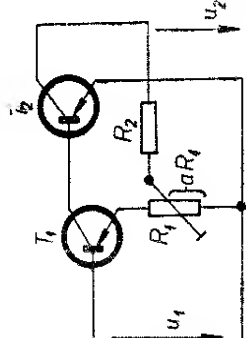
Obr. 17. Předzesilovač s předřadným odporem

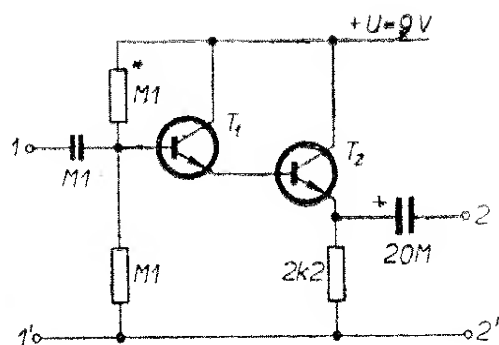


Obr. 18. Předzesilovač s proudovou vazbou v emitoru

Tab. 4.

Pořadí	Základní zapojení	Vstupní odpor (přibližně)	Max. vstupní odpor pro $R_1 = \infty$ (přibližně)	Napětové zesílení
1		$h_{11e} + R_1$	∞	$\frac{R_z}{h_{21e} (1 + h_{22e} R_z) (R_1 + h_{11e})} \approx \frac{R_z}{h_{21e} R_1}$
2		$h_{11e} + R_1 \frac{1 + h_{21e} + R_z h_{22e}}{1 + h_{22e} (R_1 + R_z)} \approx h_{11e} + R_1 (1 + h_{21e})$	$\frac{1}{h_{22b}}$	do R_1 : $1 - \frac{h_{11e}}{R_{vst}} \leq 1$ do R_z : $\frac{R_z}{R_1}$
3		$h_{11e} + \frac{(h_{21e} + 1) [h_{21e} + R_1 (h_{22e} + 1)]}{1 + h_{22e} R_1 (1 + h_{21e}) + h_{22e} h_{11e}} \approx h_{11e} + h_{21e} R_1$	$\frac{1}{h_{22b}}$	$\frac{1 - \frac{h_{11e}}{R_{vst}}}{1 + \frac{h_{11e}}{R_1 (1 + h_{21e})}} \leq 1$

Pořadí	Základní zapojení	Vstupní odpor (přibližně)	Max. vstupní odpor pro $R_1 = \infty$ (přibližně)	Napěťové zesílení
4		${}^1h_{11e} + R_z \frac{1 + {}^1h_{22e} {}^2h_{11e} + ({}^2h_{21e} + 1) {}^1h_{21e}}{1 + {}^1h_{22e} {}^2h_{11e} + R_z {}^1h_{22e} ({}^2h_{21e} + 1)} \approx$ $\approx {}^1h_{11e} + R_z ({}^2h_{21e} + 1) {}^1h_{21e}$	$\frac{1}{{}^1h_{22b}}$	$\frac{R_{vst} - {}^1h_{11e}}{R_{vst}} \leq 1$
5		${}^1h_{11e} + {}^2h_{11e} ({}^1h_{21e} + 1) + R_1 {}^2h_{21e} ({}^1h_{21e} + 1)$	$\frac{{}^1h_{21e}}{{}^2h_{22b}}$	do R_1 : $\frac{R_{vst} + R_1}{R_{vst}} \approx 1$ do R_z : $\frac{R_z}{R_1}$
6		$R_1 (1 + {}^1h_{21e} + a {}^1h_{21e} {}^2h_{31e})$		$\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{a}$



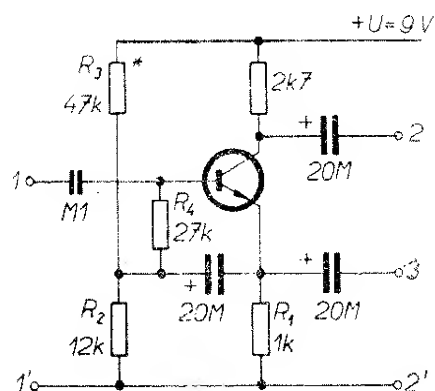
Obr. 19. Dvoustupňový předzesilovač s proudovou vazbou v emitoru T_2

10 k Ω . Výsledná velikost vstupního odporu je však zmenšena paralelním zapojením zátěže (vstupní odpor následujícího stupně mezi svorkami 2, 2'); je to požadavek v praxi jen velmi nesnadno splnitelný.

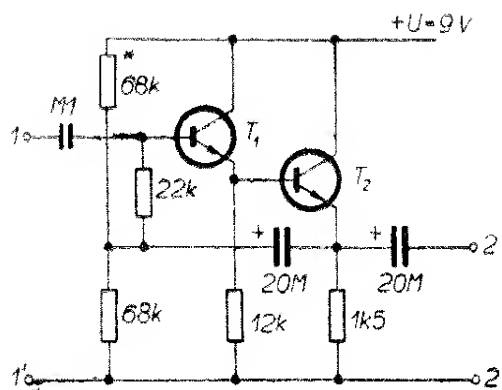
Tuto nevýhodu odstraňuje dvoustupňové zapojení podle 3. řádku tab. 4. Jak ukazuje křivka 3 na obr. 16, stačí k dosažení určitého vstupního odporu asi o řád menší odpor R_1 , než tomu bylo v předcházejícím případě. Skutečné zapojení je na obr. 19.

Pozorný čtenář si jistě všiml, že popisovaná zapojení mají společný nedostatek v tom, že odpor (odpory) napájející bázi prvního tranzistoru jsou připojeny paralelně ke vstupním svorkám. Omezují tím prakticky dosažitelnou hodnotu vstupního odporu.

Výhodnější je uspořádání předpětového obvodu podle obr. 20 a 21. Při prohlídce



Obr. 20. Předzesilovač se sériovým napájením báze

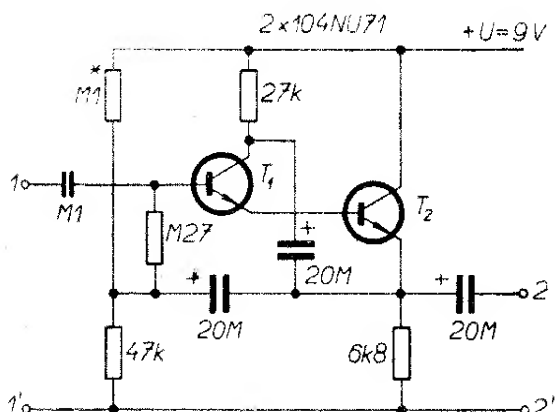


Obr. 21. Dvoustupňový předzesilovač se sériovým napájením báze

schémat zjistíme, že odpory R_2 , R_3 jsou z hlediska střídavého proudu paralelně připojeny k emitorovému odporu R_1 a jen nepatrně zmenšují jeho hodnotu. Sériový odpor R_4 je ve skutečnosti připojen paralelně k přechodu emitor-báze, tj. v náhradním schématu paralelně k h_{11e} prvního tranzistoru. Teprve s tímto uspořádáním napájecích obvodů je možné plně využít možností, které záporná proudová zpětná vazba poskytuje.

Společným znakem uspořádání na 1. až 4. řádku tab. 4 je maximální (teoreticky) dosažitelná hodnota vstupního odporu $1/h_{22b}$, tedy asi kolem 1 M Ω .

Zapojení podle 5. řádku se zápornou zpětnou vazbou z emitoru T_2 do kolektoru T_1 však dovoluje zvětšit vstupní odpor asi o řád, tj. asi do 10 M Ω (křivka 5 na obr. 16). Příklad skutečného uspořádání je na obr. 22. Jeho vstupní odpor s vyznačenými typy tranzistorů je asi 3 až 4 M Ω .



Obr. 22. Dvoustupňový předzesilovač s vazbou z emitoru T_2 do kolektoru T_1

Konečně v 6. řádku tab. 4 je velmi užitečné zapojení předzesilovače s napětovou vazbou ve výstupním a proudovou ve vstupním obvodu.

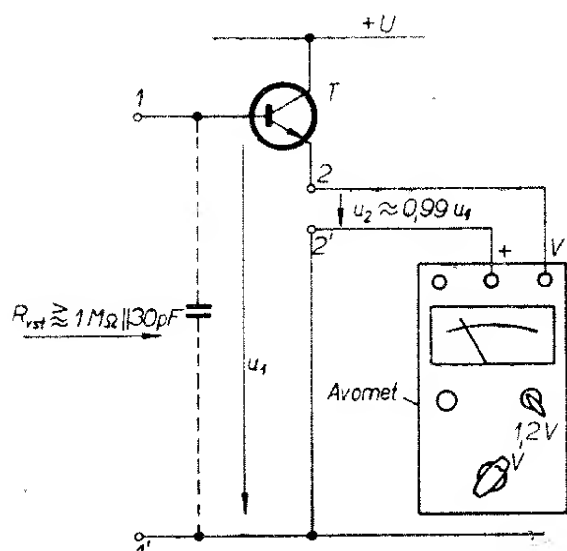
Prohlídkou vztahů v tab. 4 zjistíme, že vstupní odpor popisovaných zapojení závisí především na proudovém zesilovacím činiteli použitých tranzistorů. Proto volíme typy s h_{21c} od 50 do 200.

Nízkofrekvenční milivoltmetry

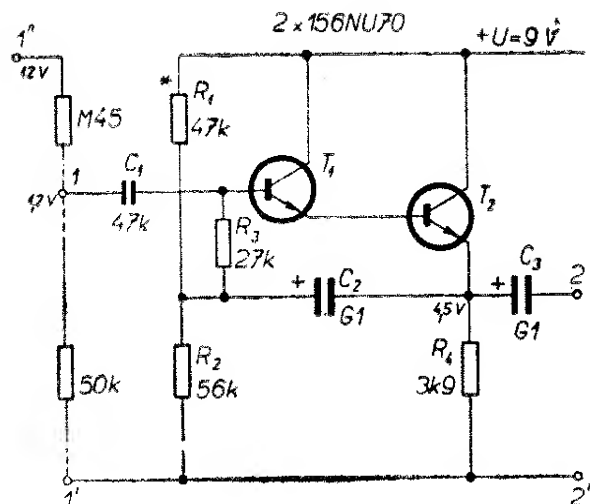
Nízkofrekvenční milivoltmetr je jedním z nejdůležitějších měřicích přístrojů vůbec. Uvedme si úvodem, jaké požadavky jsou na něj kladeny.

Obvykle využívané pásmo kmitočtů v nf zesilovačích bývá od 50 do 15 000 Hz. Z důvodů stability je však užitečné sledovat vliv zpětné vazby i nad a pod zesilovaným pásmem. Je tedy třeba, aby nf milivoltmetr pracoval v pásmu kmitočtů od 20 Hz do 100 kHz.

Dalším požadavkem je velký vstupní odpor, aby milivoltmetr nezatěžoval měřený obvod. S přihlédnutím k impedancím, které se v nf technice vyskytují, stačí vstupní odpor milivoltmetru větší než 1 MΩ. Kapacity přívodů a tranzistorů jsou vždy zdrojem paralelní parazitní ka-



Obr. 23. Zjednodušené zapojení Avometu s předzesilovačem s velkým vstupním odporem



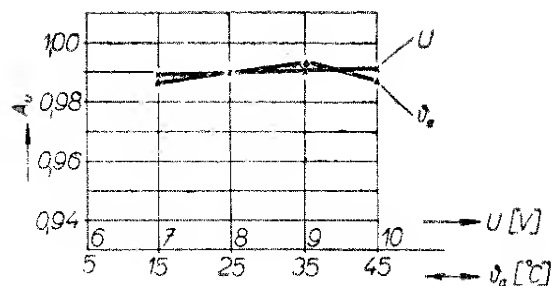
Obr. 24. Schéma předzesilovače s velkým vstupním odporem

pacity připojené k předcházejícímu činnému odporu. Tato paralelní kapacita bývá řádu desítek pF.

Konečně zbývá určit potřebnou citlivost. U nf milivoltmetrů střední jakosti se obvykle požaduje základní rozsah 10 mV na plnou výchylku. Poznamenejme předeem, že měrným předzesilovačem z předcházející kapitoly je možné tuto citlivost stokrát zvětšit, tj. na 100 μV na plnou výchylku.

Popíšeme si úvodem jednoduchý předzesilovač s velkým vstupním odporem. Jeho napětové zesílení $A_u \approx 0,99$, takže v praxi je můžeme považovat za jednotkové. Na výstup tohoto předzesilovače se připojí ručkové střídavé měřidlo, např. Avomet I (obr. 23). Změní se tak v tranzistorový voltmetr se základním rozsahem 1,2 V a vstupní impedance bude větší než 1 MΩ || 30 pF.

Schéma předzesilovače je na obr. 24. Jde o dvoustupňový emitorový sledovač, osazený tranzistory 156NU70. Je napájen ze dvou plochých baterií napětím $U = 8$ až 9 V. Účinek záporné zpětné vazby prakticky potlačí závislost zesílení na kolísání napájecího napětí a teploty (obr. 25). Vzhledem k nastaveným pracovním bodům je předzesilovač schopen přenášet bez omezení napětí o amplitudě až 3 V. Pokud však chceme měřit větší napětí, opatříme vstupní svorky předzesilovače odporovým děličem tak, jak je naznačeno v levé části obr. 24. Použitý měřicí pří-



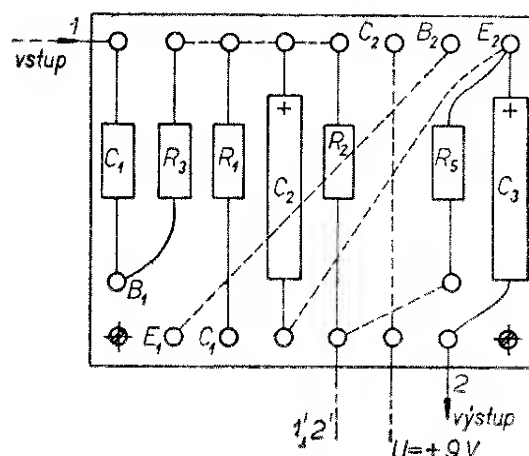
Obr. 25. Závislost napěťového zesílení předzesilovače z obr. 24 na napájecím napětí a teplotě

stroj je stále zapojen na základní rozsah (Avomet I: 1,2 V) a údaj jeho základní stupnice násobíme dělicím poměrem vstupního děliče.

Zapojení předzesilovače je velmi jednoduché a při konstrukci lze použít rozložení součástek podle obr. 26. Vývody tranzistorů jsou označeny písmeny C, B, E s indexem odpovídajícím číslu tranzistoru ve schématu.

I když popsané zapojení je vhodnou pomůckou pro domácí dílnu, nemůže nahradit skutečný tranzistorový milivoltmetr. Jeho základní blokové schéma je na obr. 27. Předzesilovač PZ má vlastnosti shodné s předcházejícím zapojením. Pracuje jen jako impedanční transformátor s jednotkovým převodem (napěťovým zesílením). Na jeho výstupu je dělič napětí. Je navržen tak, aby pro všechny rozsahy (10 mV; 20 mV až 1 V) odpovídalo v bodě 2 napětí 10 mV plné výchylce ručky měřidla. Potřebné zesílení signálu zajišťuje napěťový zesilovač NZ. Na jeho výstupu je zapojeno ručkové měřidlo RM s usměrňovacím obvodem UO.

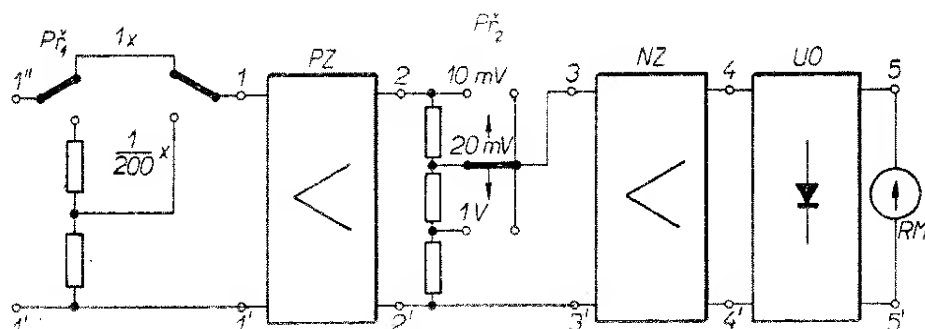
Všimněme si nyní tohoto obvodu podrobněji. Majitelé měřicích přístrojů typu



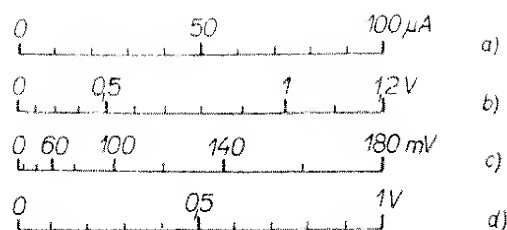
Obr. 26. Rozložení součástek předzesilovače z obr. 24

Avomet apod. znají ze zkušenosti nelineární průběh stupnice pro měření střídavých veličin. Na počátku je dělení zhuštěno, zatímco v pravé polovině stupnice bývá jen asi 30 % celkového rozsahu hodnot měřené veličiny. Tato skutečnost se projevuje zvláště na nižších napěťových rozsazích, v našem případě na základním rozsahu Avometu do 1,2 V (obr. 28a, b), a ztěžuje čtení hodnot.

Původcem je zakřivení stejnosměrné charakteristiky v okolí nuly. V této oblasti je právě dioda využita v usměrňovacím obvodu. Obr. 29 ukazuje, jak se s velikostí amplitudy vstupního napětí mění tvar a tím i střední hodnota usměrněného pulsuujícího proudu. Tento jev lze potlačit zařazením odporu do série s diodou. Důsledkem je vyrovnaní, linearizace propustné části charakteristiky tak, jak ukazují křivky 2 a 3 na obr. 29. V souvislosti s tím se pak linearizuje závislost středního proudu ručkovým měřidlem a tím i závislost výchylky ručky na vnějším přílo-



Obr. 27. Blokové schéma milivoltmetru

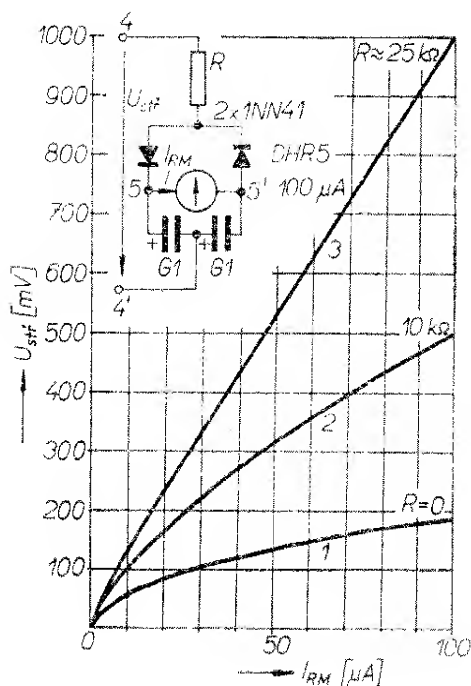


Obr. 28. Rozložení dílků stupnice ručkového měřidla při měření střídavých napětí: a) průtok ss proudu; b) základní stupnice Avomet, rozsah 1,2 V; c) DHR5 – 100 μA v zapojení podle obr. 29, $R = 0$; d) totéž, $R \approx 25 \text{ k}\Omega$

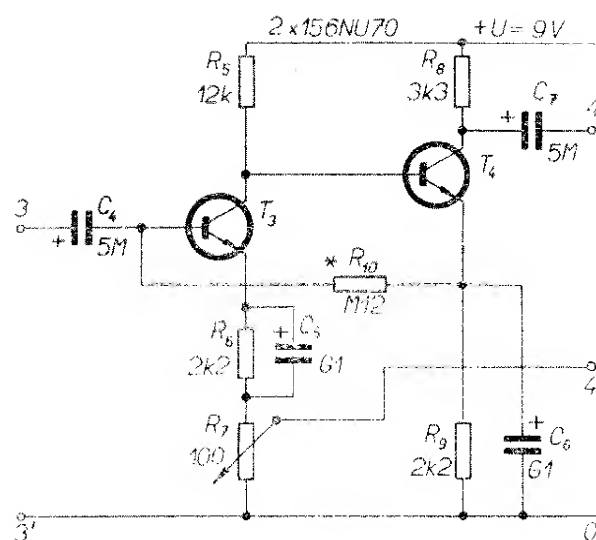
ženém napětí. Výsledkem je linearizace stupnice tak, jak ukazuje obr. 28c, d. Musíme se však smířit s poklesem citlivosti měřidla s usměrňovačem.

Z výkladu tedy vyplývá, že stupnice takového měřidla se tím více bude blížit lineární, čím větší odpor bude usměrňovacímu obvodu předřazen. Jinými slovy: chceme-li i při měření střídavých napětí dosáhnout lineárního rozložení dílků stupnice, musíme usměrňovací obvod napájet ze zdroje o velkém vnitřním odporu (tzv. zdroj proudu).

Bylo by jistě neekonomické ztrácet pracně zesílené napětí a výkon na statiko-



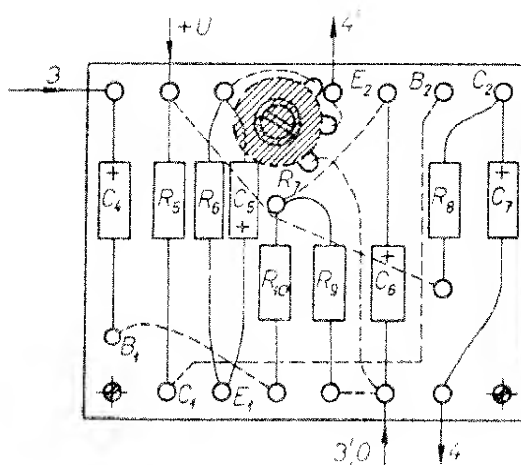
Obr. 29. Vliv odporu zdroje signálu (R) na průběh stupnice



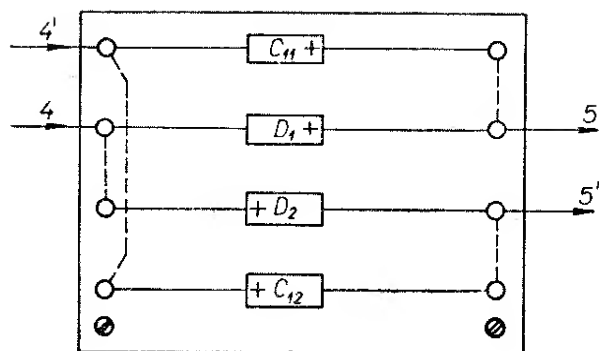
Obr. 30. Schéma napětového zesilovače

hmovém sériovém odporu, můžeme-li využít výhod, které nám poskytuje záporná zpětná vazba. Potřebného účinku dosáhneme proudovou vazbou. Uvážíme-li odhadem, že výstupní odpor tranzistoru v zapojení se společným emitorem bývá řádu $10^4 \Omega$ a že u dvoustupňového zesilovače nedělá potíže dosáhnout stupně zpětné vazby $(1 + \beta A) \approx 10$, bude odpor obvodu proudové vazby řádu stovek $\text{k}\Omega$.

Skutečné zapojení napětového zesilovače je na obr. 30. Je opět osazen tranzistory 156NU70. Jejich pracovní body jsou stabilizovány stejnosměrnou zápornou zpětnou vazbou odpory R_9 a R_{10} . Mezi svorkami 4, 4' (ve větvi záporné proudové zpětné vazby) je zapojeno ručkové měřidlo s usměrňovačem. Na dob-



Obr. 31. Rozložení součástek napětového zesilovače z obr. 30



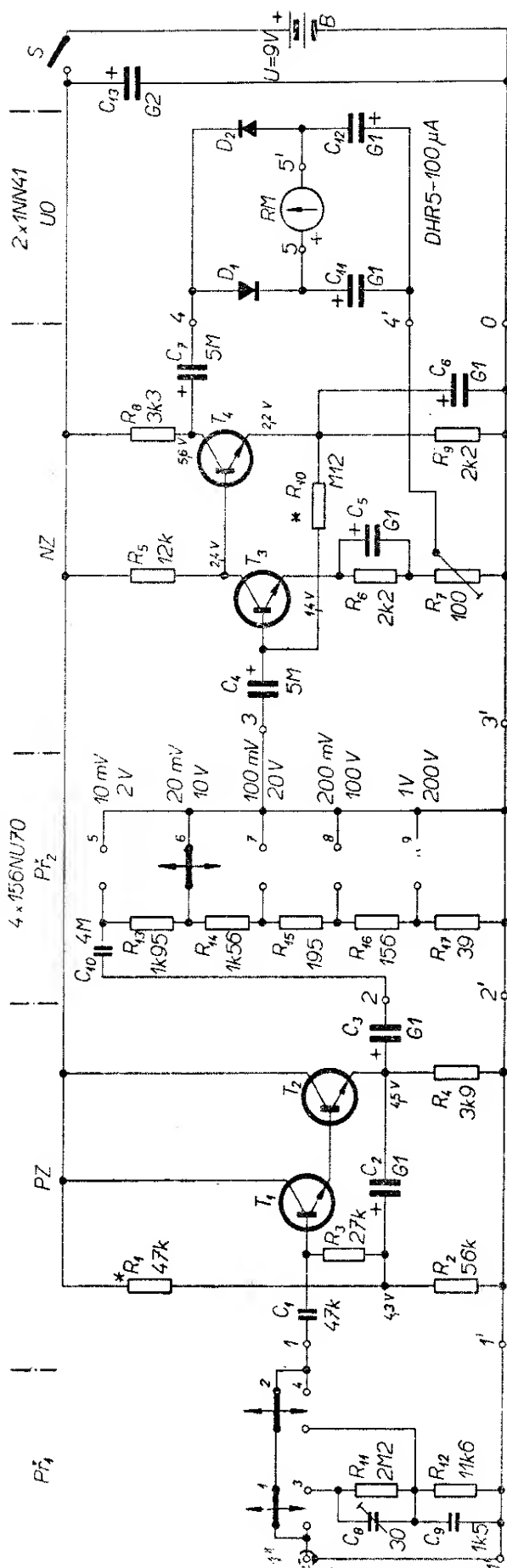
Obr. 32. Rozložení součástek usměrňovacího obvodu z obr. 33

rém kontaktu potenciometru R_7 závisí jak malý šum, tak i stálost zesílení. Z hlediska malých rozměrů jsou vhodné drátové potenciometry typu WN69001. Spolehlivější kontakt a jemnější nastavení úrovně však umožňují potenciometry typu WN 69400. Rozložení součástek na desce napěťového zesilovače můžeme zvolit podle obr. 31. Podobně platí obr. 32 pro desku usměrňovacího obvodu.

Úplné zapojení tranzistorového milivoltmetru je na obr. 33. Způsob značení jednotlivých bodů, dílů a součástek odpovídá způsobu použitému v předcházejících obrázcích. Vlastnosti a funkce předzesilovače PZ , napěťového zesilovače NZ a usměrňovacího obvodu UO jsme si již vysvětlili. Všimněme si nyní ostatních, zvláště vazebních prvků.

Přepínač rozsahů je otočný, třídесkový, např. typu PN 533 18, který před použitím upravíme. Odvrtáme dva trubkové nýtky na jeho čele a rozebereme západkový mechanismus. Do ozubeného kolečka, do jehož zubů je pery přitlačována aretační kulička, vypilujeme další zuby tak, aby se přepínač změnil na desetipolohový.

Pak opatrně vyjmeme ze dvou desek přebytečné kontaktní palce („kovadlinky“) a ponecháme jen jediný. To budou desky, plnící ve schématu na obr. 33 funk-



Obr. 33. Celkové schéma tranzistorového nf milivoltmetru se vstupním odporem $R_{vst} > 1 \text{ M}\Omega$ a základním rozsahem 10 mV

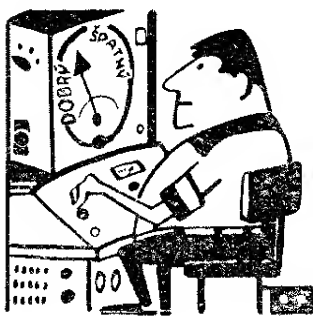
kon- takt	rozsah: [mV]				[V]					
	10	20	100	200	1	2	10	20	100	200
1	•	•	•	•	•					
2	•	•	•	•	•					
3						•	•	•	•	•
4						•	•	•	•	•
5	•				•					
6		•					•			
7			•					•		
8				•					•	
9					•					•

Obr. 34. Zapojení jednotlivých kontaktů přepínače z obr. 33

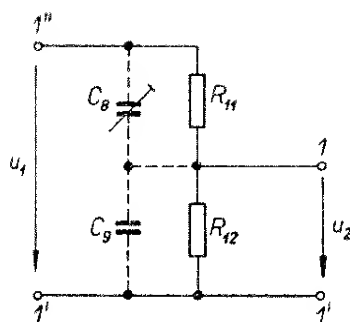
ci přepínače $Př_1$ s kontakty 1 až 4. Ve třetí desce posuneme jednu z „kovadlinek“ o jednu polohu ve směru otáčení (při pohledu na celý přepínač zepředu o jednu polohu doleva). Tuto desku použijeme jako přepínač $Př_2$. Po těchto úpravách přepínač opět pečlivě složíme a zkontrolujeme správnou funkci aretace ve všech deseti polohách. Zapojení jednotlivých kontaktů je zřejmé z obr. 34.

Pokud bychom chtěli číst na všech rozsazích se stejnou přesností, doporučuji volit rozsahy v poměru 1 : 3 : 10 atd. To však vyžaduje buďto cejchování a kreslení dvou dělení stupnice (od 0 do 3 a od 0 do 10), nebo – při jediné stupnici – násobení třemi. Proto jsem zvolil poněkud méně obvyklý poměr 1 : 2 : 10 atd. Násobení dvěma je snadnější, takže lze vystačit s jedinou stupnicí s dělením od 0 do 10. Jak jsme již řekli, je třeba pro plnou výchylku ručky měřidla RM v bodě 3 napětí 10 mV.

Na kontaktech 5 až 9 přepínače $Př_2$ jsou zapojeny odpory R_{13} až R_{17} . Jejich hodnoty složíme z hodnot řady TESLA, např. $R_{13} = 1950 \Omega$ ze dvou paralelních odporů 3900Ω .



Při měření na rozsazích od 10 mV do 1 V přichází vstupní měřený signál ze svorky 1" do bodu 1 přímo přes kontakty 1, 2 přepínače $Př_1$. Na rozsazích od 2 V do 200 V se však

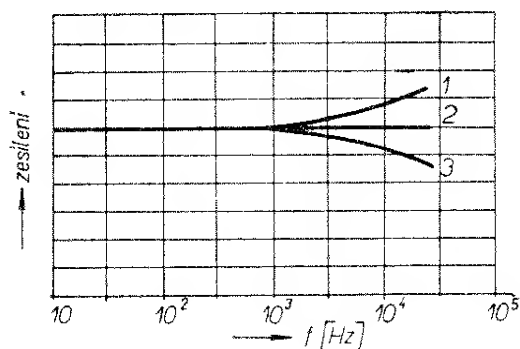


Obr. 35. Zjednodušené schéma vstupního děliče

na vstup připojí dělič složený z odporů R_{11} a R_{12} o dělicím poměru 200 : 1. Pak např. po přechodu z rozsahu 1 V na rozsah 2 V spojí posunutý palec třetí desky znovu kontakt 5 (původně příslušný rozsahu 10 mV). Platí tedy, že $10 \text{ mV} \times 200 = 2000 \text{ mV} = 2 \text{ V}$ atd.

Napěťový dělič R_{13} až R_{17} má celkový odpor řádu $k\Omega$, takže v potřebné oblasti kmitočtů nevyžaduje podrobnější pozornosti. Naproti tomu hodnota odporu R_{11} je srovnatelná s reaktancí parazitní kapacity spojů již od několika pF. Ke zmenšení tohoto vlivu slouží paralelní kondenzátory C_8 a C_9 .

Jejich funkci si nejlépe vysvětlíme na zjednodušeném schématu (obr. 35). Kromě odporů děliče R_{11} , R_{12} se na kmitočtech od několika set Hz výše uplatní parazitní kapacity. Kromě toho je paralelně k R_{12} zapojena i kapacitní reaktance vstupní



Obr. 36. Vliv kapacit vstupního děliče na kmitočtovou charakteristiku milivoltmetru; křivka 1: převládá vliv C_8 ; křivka 2: vliv kapacit vyrovnán podle vztl. (10); křivka 3: převládá vliv C_9

impedance následujícího předzesilovače. Zeslabení děličem

$$\frac{u_1}{u_2} = \frac{R_{12} (1 + j\omega C_8 R_{11})}{R_{12} (1 + j\omega C_8 R_{11}) + R_{11} (1 + j\omega C_9 R_{12})} \quad (9)$$

je však závislé na kmitočtu $\omega = 2\pi f$. To je ovšem pro náš tranzistorový milivoltmetr nevhodné a nepřípustné (obr. 36). Pokud však – třeba dalšími vhodně volenými vnějšími pomocnými kondenzátory – zajistíme, aby

$$C_8 R_{11} = C_9 R_{12} \text{ neboli } \frac{C_8}{C_9} = \frac{R_{12}}{R_{11}} \quad (10),$$

bude zeslabení

$$\frac{u_1}{u_2} = \frac{R_{12}}{R_{11} + R_{12}} \quad (11)$$

stále a kmitočtově nezávislé. Kapacita kondenzátoru C_9 je jistě mnohonásobně větší než vstupní kapacita předzesilovače. Přesto však je nesnadné početně stanovit potřebnou kapacitu C_8 . Proto je zařazen kondenzátorový trimr PN 70301 do 30 pF.

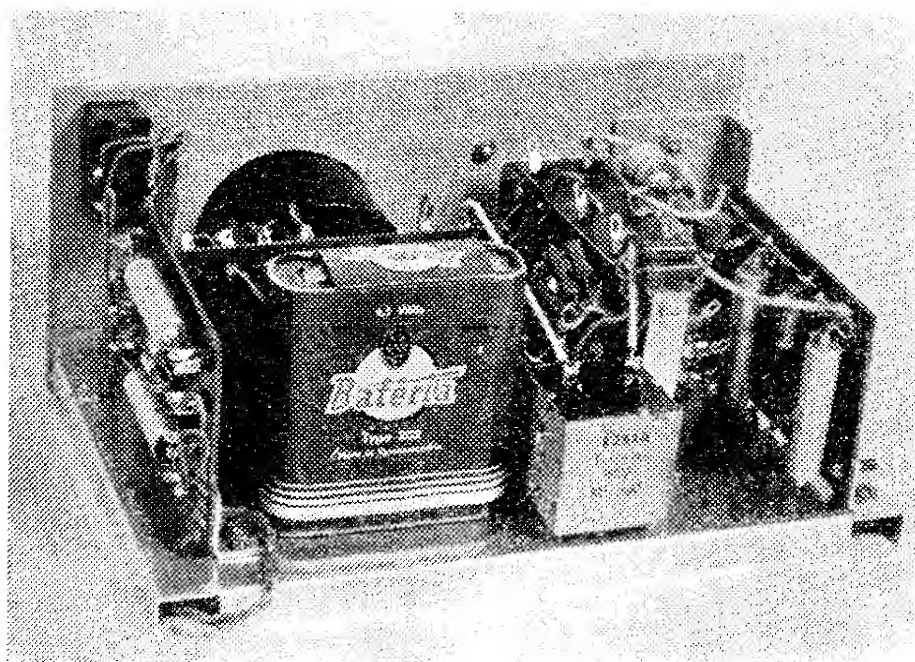
Pohled na milivoltmetr bez krytu je na obr. 37. Odpory obou napěťových děličů jsou připájeny přímo k vývodům (perům)

desek přepínače. Trimr C_8 je připájen k pomocné pájecí destičce nad přepínačem. Kondenzátor C_{10} je krabicový, typu MP, TC 455. Brání průchodu stejnosměrných svodových proudů elektrolytických kondenzátorů C_3 a C_4 , které nepříznivě ovlivňují polohu pracovních bodů tranzistorů T_3 a T_4 .

Po mechanické montáži propojíme navzájem všechny obvody včetně napájení. Po sepnutí spínače S zkontrolujeme stejnosměrným voltmetrem napětí v jednotlivých bodech podle obr. 33. Podstatné odchylky odstraníme zkusmo výměnou odporů R_1 nebo R_{10} .

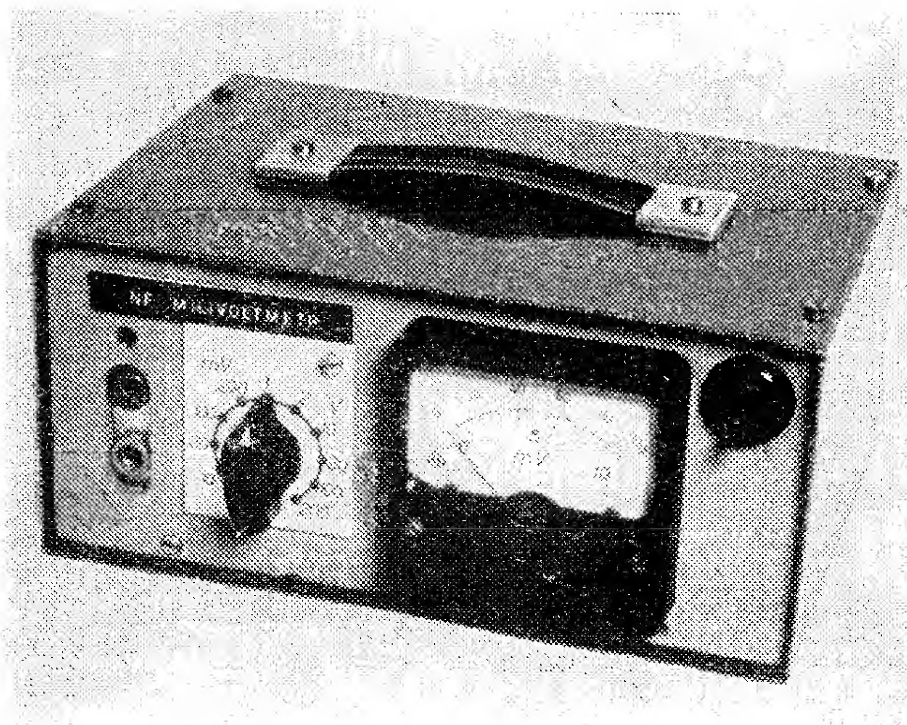
K cejchování stupnice a nastavení potřebné citlivosti použijeme tónový generátor a spolehlivý elektronkový nebo tranzistorový milivoltmetr.

Nejprve nastavíme rozsah 1 V. Na vstupní svorky přivedeme totéž napětí (1 V) o kmitočtu asi 300 Hz. Pak odporovým trimrem R_7 nastavíme ručku měřidla RM na plnou výchylku (stý dílek dosavadní stejnosměrné stupnice). Pak postupně zmenšujeme vstupní napětí na 0,95; 0,90; 0,85 V atd. a poznamenáváme polohu ručky. Díky vhodnému zapojení se průběh dělení od lineárního liší jen málo, zpravidla jen v dolních 10 až 15 % rozsahu. Při nastavování citlivosti zjistíme, že zesílení napěťového zesilovače vy- stačí i pro základní rozsah 2 mV nebo



Obr. 37. Pohled na milivoltmetr bez krytu

Obr. 38. Pohled na milivoltmetr v krytu



dokonce 1 mV. Přitom však je stupeň záporné zpětné vazby a tím i její stabilizující účinek příliš malý. Proto zůstaneme u základního rozsahu 10 mV, při němž je $(1 + \beta A)$ asi od 8 do 12.

Po definitivním uvedení do chodu ručkové měřidlo rozebereme a nakreslíme podle zjištěných výsledků novou střídavou stupnici.

Zatím však namátkou zkontrolujeme různá jiná napětí (stále o stejném nízkém kmitočtu kolem 300 Hz) na ostatních rozsazích 10 mV až 1 V. Pokud se objeví chyby, je třeba zkontrolovat odpory děliče R_{13} až R_{17} .

Kdybychom nyní na některém z rozsahů 2 až 200 V zvýšili kmitočet při stejném napětí, zjistíme, že citlivost milivoltmetru se s kmitočtem mění. Zbývá tedy nastavit hodnotu kapacity trimru C_8 .

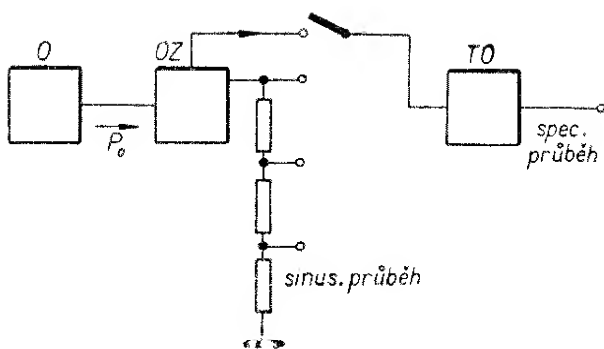
Nastavíme tedy rozsah 2 V a při původním kmitočtu asi 300 Hz nastavíme plnou výchylku (vstupní napětí je tedy také 2 V). Pokud by toto vstupní napětí nesouhlasilo s plnou výchylkou, zkontrolujeme velikost odporů děliče R_{11} , R_{12} . Pak při stejném vstupním napětí (2 V) zvýšíme kmitočet asi na 20 kHz. Trimrem C_8 nastavíme výchylku ručky opět na plný rozsah. Tím jsme se přiblížili podmínce vztahu (10). Namátkou zkontrolujeme při něko-

lika dalších kmitočtech v oblasti od desítek Hz do desítek kHz všechny ostatní rozsahy až do 200 V. Nastavení obvodů a uvedení do chodu je tím skončeno. Polohu nastavovacích prvků (R_7 , C_8) zajistíme zakápnutím acetonovým lakem.

Milivoltmetr zasuneme do krytu (obr. 38). Tím je práce ukončena a přístroj je připraven k použití. Při běžném používání vystačí vestavěné baterie k několikaměsíčnímu provozu.

Nízkofrekvenční generátory

Při měření a zkoušení nf obvodů a zesilovačů se nahrazuje signál (řeč, hudba) signálem s harmonickým (sinusovým) průběhem. Jeho zdroj se jmenuje nízkofrekvenční generátor. Blokové schéma je na obr. 39. Harmonický signál vzniká v oscilátoru O . Jeho signál má tím stálejší kmitočet a tím menší zkreslení, čím je oscilátor méně zatížen, tj. čím menší je výkon P_O . Proto se používá oddělovací zesilovač OZ , jehož výstup je opatřen vhodným děličem napětí. Někdy se k takovému generátoru připojuje tvarovací obvod TO . Je buzen signálem harmonického průběhu



Obr. 39. Blokové schéma nf generátoru

a na výstupu dává – podle požadavku – signál pilovitý, pravoúhlý nebo jiného speciálního průběhu.

Nejdůležitějším obvodem je tedy oscilátor. Vysvětlíme si nejprve princip jeho funkce, návrhu a několika možných obvodových variant.

Na obr. 40a je zesilovač A s větví zpětné vazby β , která obsahuje selektivní člen (zde pro jednoduchost paralelní laděný obvod). Jednou z podmínek rozkmitání je, aby signál měl po průchodu smyčkou zpětné vazby původní fázi (tj. posuv 0° nebo 360°). V našem příkladu je použit tranzistor v zapojení se společným emitorem, který obrací fázi o 180° . Další fázový posuv o 180° tedy zajišťuje větev zpětné vazby β .

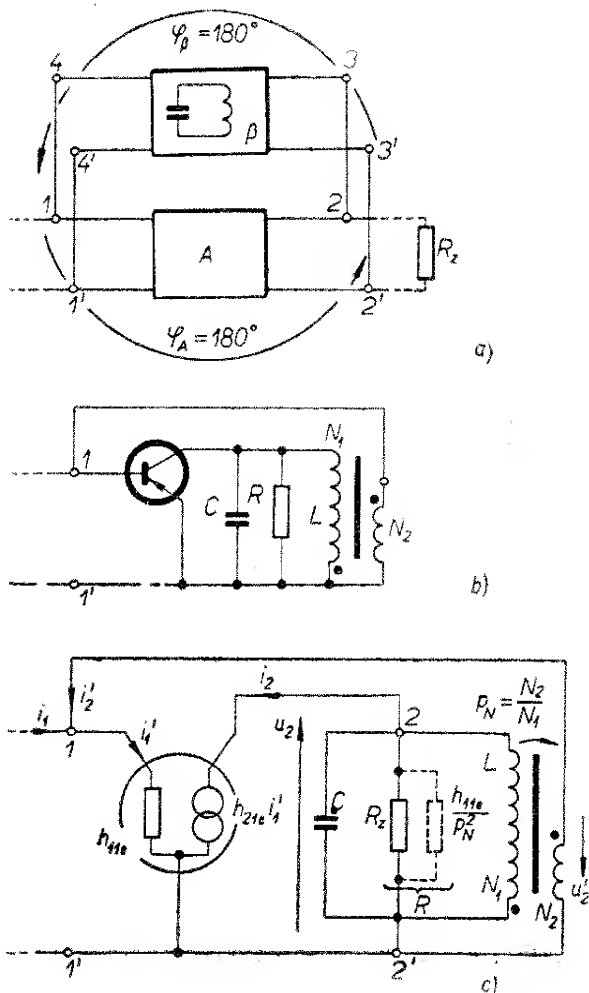
Zjednodušené skutečné zapojení je na obr. 40b. Paralelní laděný obvod se skládá z kondenzátoru C , indukčnosti L (se sekundárním vinutím o N_2 závitů, obračejícím fází) a ztrátového odporu R .

Náhradní schéma je na obr. 40c. Ztrátový odpor R se skládá z R_z (ztráty kondenzátoru, cívky a zatěžovacího účinku následujícího oddělovacího zesilovače) a h_{11e}/p^2N , tj. transformovaného vstupního odporu tranzistoru. Tranzistor je znázorněn zjednodušeným náhradním schématem. Je odvozeno z h -charakteristik za předpokladu, že $h_{12e} = 0$ (zanedbatelný zpětný napěťový přenos) a $h_{22e} = 0$ (nekonečný výstupní odpor tranzistoru). Platnost druhého předpokladu je sporná, neboť i rezonanční odpor laděného obvodu může být řádu 10^4 až $10^5 \Omega$, tedy srovnatelný s $1/h_{22e}$. Pak také by bylo třeba považovat za vstupní odpor tranzistoru

spíše r_{11e} (při výstupu naprázdno) než h_{11e} (při výstupu nakrátko). Protože se však tyto předpoklady používají a chceme odvodit výsledky srovnatelné s podrobnější literaturou, ponechme stranou pochybnosti a pokračujeme ve výkladu.

Na laděném obvodu o impedanci Z vzniká napětí $u_2 = i_2 Z$, které se do sekundárního vinutí transformuje s hodnotou $u'_2 = i_2 Z p_N$ a budí ve vstupním obvodu tranzistoru zpětnovazební proud $i'_2 = i_2 Z p_N / h_{11e}$. Ten se sčítá s vnějším budičím proudem i_1 , takže můžeme psát pro proudové zesílení

$$A_i = \frac{i_2}{i_1} = \frac{h_{21e}}{1 - Z p_N h_{21e} / h_{11e}} \quad (12).$$



Obr. 40. Základní uspořádání oscilátoru: a) fázové podmínky smyčky zpětné vazby; b) zjednodušené zapojení oscilátoru LC; c) náhradní schéma k obr. b)

Toto zesílení dosáhne nekonečně velké hodnoty, jestliže

$$1 = Z p_N h_{21e} / h_{11e} \quad (13).$$

Pak se na jeho výstupu udrží kmity i bez vnějšího buzení proudem i_1 . Dosadíme-li za impedanci Z

$$Z = \frac{1}{\frac{1}{R} - j \frac{1 - \omega^2 CL}{\omega L}} \quad (14),$$

dostaneme konečně podmínku

$$\frac{p_N h_{21e}}{h_{11e} \left(\frac{1}{R} - j \frac{1 - \omega^2 CL}{\omega L} \right)} = 1 \quad (15).$$

Je zřejmé, že rovnost nastane tím dříve, čím menší bude jmenovatel a bude-li imaginární složka nulová

$$\frac{1 - \omega^2 CL}{\omega L} = 0 \quad (16),$$

tedy na úhlovém kmitočtu

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (17).$$

Zkoumejme nyní zbylý výraz

$$\frac{p_N h_{21e}}{h_{11e} \frac{1}{R}} = \frac{R \frac{h_{11e}}{p^2 N}}{R + \frac{h_{11e}}{p^2 N}} \cdot \frac{p_N h_{21e}}{h_{11e}} \quad (18),$$

kam jsme za R dosadili paralelní spojení odporů R_z a $h_{11e}/p^2 N$. Úpravou konečně dostaneme vztah mezi vlastnostmi tranzistoru (zvláště proudovým zesílením) a převodem

$$p^2 N R - p_N R h_{21e} + h_{11e} = 0 \quad (19)$$

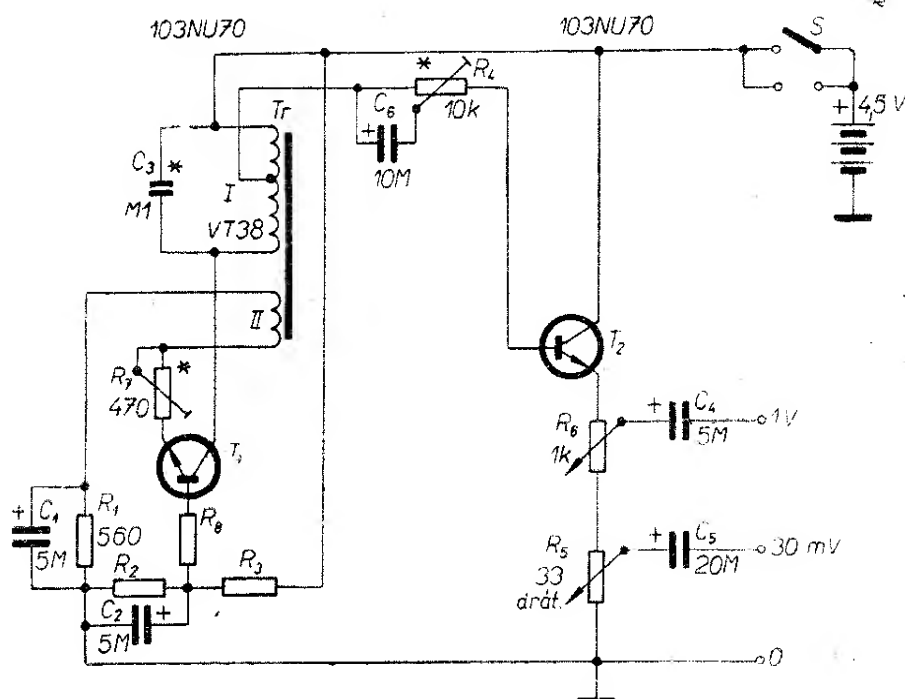
ve tvaru známé kvadratické rovnice. Oscilátor se rozkmitá, pokud

$$h_{21e} \geq \frac{p^2 N R + h_{11e}}{R h_{21e}} \quad (20).$$

Tím jsme došli k cíli našeho výkladu: podmínka rozkmitání je dána dvěma vztahy, z nichž jeden určuje potřebné zesílení – vztah (20) a druhý kmitočet – vztah (17). V tab. 5 jsou tyto vztahy pro nejčastěji používané typy oscilátorů.

Začneme právě popsáním tradičním zapojením oscilátoru LC . Podle požadovaného kmitočtu bývá indukčnost L řádu desetin H a kapacita C od desítek do stovek nF. Za těchto podmínek je tedy

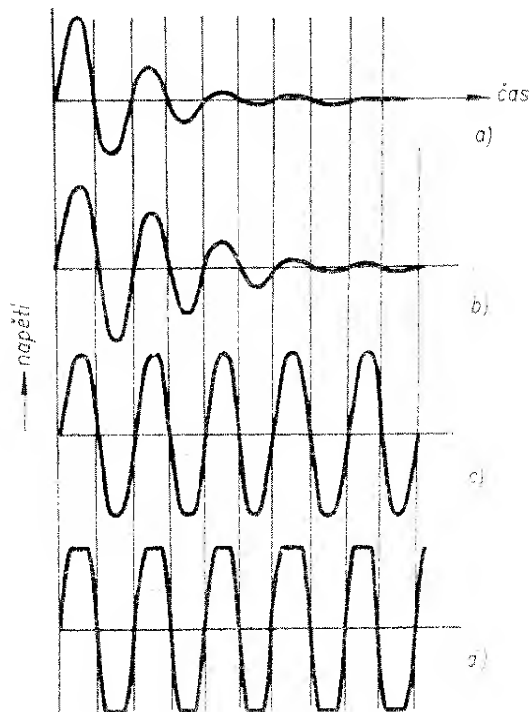
Obr. 41. Generátor signálu o kmitočtu 400 Hz ($R_2 = 1h2$, $R_3 = 2h2$, $R_8 = 150$)



zřejmé, že by bylo velmi nesnadné konstruovat takový oscilátor laditelný v širším pásmu kmitočtů. Proto se oscilátor LC na nízkých kmitočtech používá nejčastěji jako zdroj signálu pevného kmitočtu.

Na obr. 41 je schéma jednoduchého a všestranně použitelného generátoru signálu o kmitočtu 400 Hz. Pracovní bod tranzistoru oscilátoru je nastaven a stabilizován odpory R_1 až R_3 . Aby byly lépe splněny výchozí zjednodušené podmínky, je tranzistor zapojen se společnou bází. Laděný obvod používá jako indukčnost primární vinutí výstupního transformátoru Jiskra VT38. Vzhledem k nevyhnutelným výrobním rozptylům je třeba kapacitu C_3 vyhledat zkusmo. Vinutí II tentokrát zachovává fázi budicího signálu přivedeného od emitoru.

Oddělovací zesilovač je osazen tranzistorem T_2 v zapojení se společným kolektorem (emitorový sledovač). Zatěžovací účinek na oscilátor snižuje jednak velký vstupní odpor takového zapojení, dále oddělovací odpor R_4 a konečně připojení na střed vinutí I. Potenciometry R_5 a R_6 slouží k odběru signálu. Potenciometrem



Obr. 42. Průběhy napětí oscilátoru při různém stupni kladné zpětné vazby

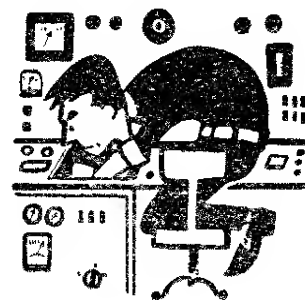
R_5 lze plynule nastavit napětí od nuly do 30 mV, potenciometrem R_6 od 30 mV do 1 V.

Generátor je napájen z ploché baterie. Paralelně ke spínači S jsou zdířky pro případné připojení telegrafního klíče.

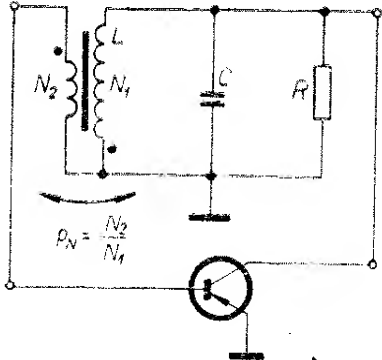
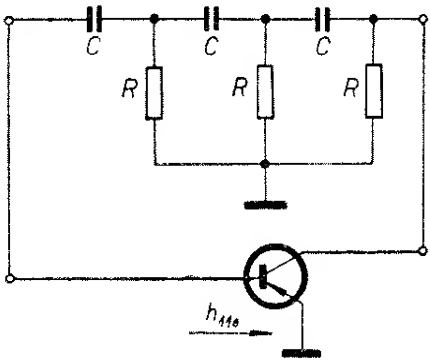
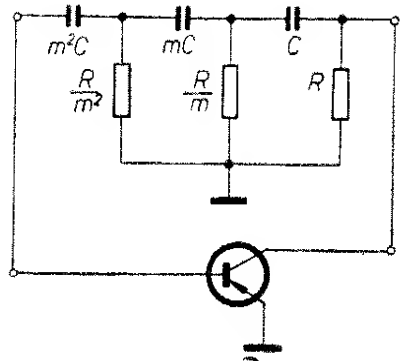
Vztah (20) určoval podmínku rozkmitání pro zesílení tranzistoru a převod vinutí použité indukčnosti. V praxi jsou obě tyto hodnoty dány součástkami, které jsou k dispozici. Zvláště vadí rozptyl parametrů tranzistorů. Proto je třeba převod navrhnout na nejmenší hodnotu $h_{21e \min}$ a zesílení lepších kusů zmenšime vhodným regulačním prvkem. V obr. 41 k tomu slouží proměnný odpor R_7 . Je-li nastaven na maximum, oscilátor nekmitá. Chová se jen jako laděný oscilátor, který na vnější popud (např. na připojení napájení) odpoví zákmitem podle obr. 42a. Při postupném zmenšování odporu R_7 se uplatňuje odtlumující účinek kladné zpětné vazby a kmity se udrží déle (obr. 42b). Konečně ve stavu, kdy je právě splněna podmínka (20), se oscilátor rozkmitá (obr. 42c). V praxi je ovšem třeba počítat se stárnutím baterie nebo tranzistoru a poklesem jeho zesílení. Vypadnutí kmitů předejdeme nastavením odporu R_7 s mírnou rezervou k menší hodnotě. „Přebytečná“ kladná zpětná vazba však zvětšuje proud kolektoru a tlumí laděný obvod. Ten ztrácí schopnost potlačit nežádoucí vyšší harmonické a výstupní napětí je zkreslené (obr. 42d).

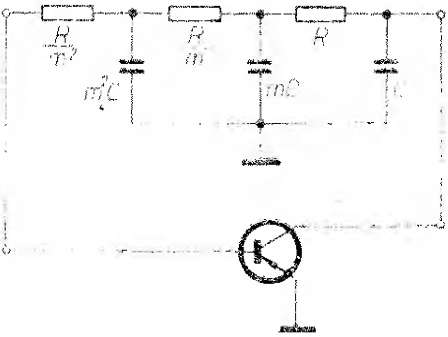
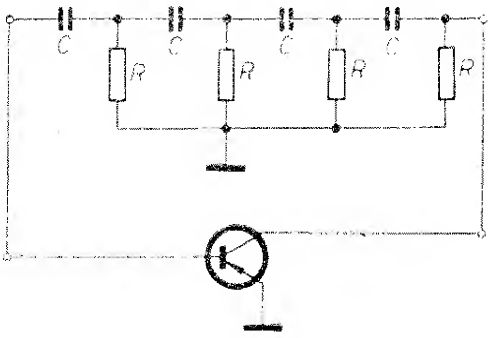
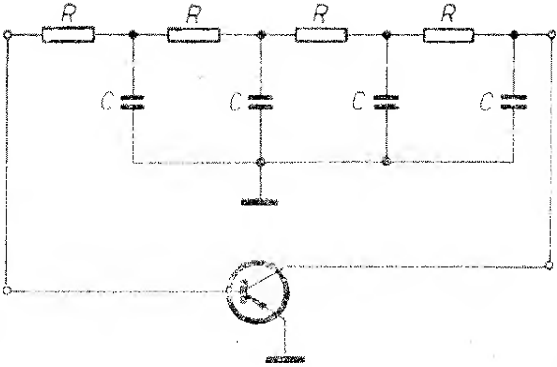
Přesný návrh a výpočet oscilátoru je velmi obtížný. V praxi nastavíme jeho režim buďto tak, jak jsme si popsali, nebo použijeme automatické řízení zisku, které vyrovnává změny vlastností součástek a udržuje oscilátor těsně za hranicí kmitání. O tom se zmíním na konci této kapitoly.

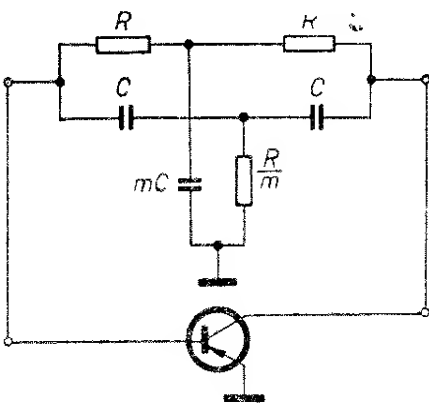
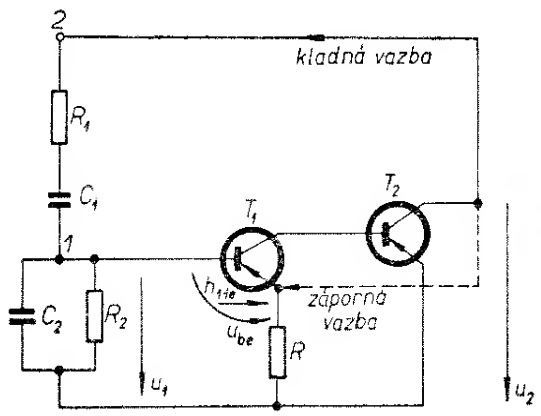
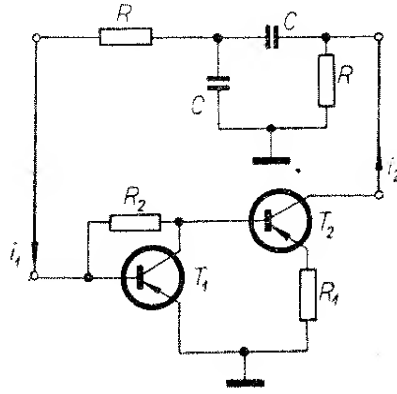
Vraťme se ještě na okamžik k našemu oscilátoru z obr. 41. Po určení R_7 nastavíme běžec potenciometru R_4 tak, aby na horním konci potenciometru R_6 bylo napětí 1 V. Tím je

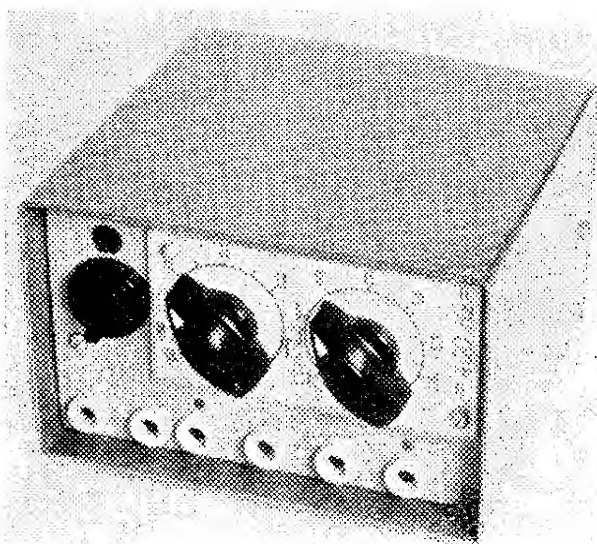


Tab. 5.

Zapojení	Podmínka rozkmitání, kmitočet
<p>1</p> 	$p_N = \frac{h_{21e}}{2} \left(1 \pm \sqrt{1 - 4 \frac{h_{11e}}{h_{21e} R}} \right)$ $\frac{1}{R} = \frac{1}{R_z} + h_{22e} + \frac{1}{R_r} \approx \frac{1}{R_z} + \frac{CR}{L} =$ $= \frac{1}{R_z} + \frac{1}{Q} \sqrt{\frac{C}{L}}$
<p>2</p> 	$h_{21e} > 29 + 23 \kappa + 4 \kappa^2$ $\omega_o = \frac{1}{RC \sqrt{6 + 4 \kappa}}$ $\kappa = \frac{h_{11e}}{R}$
<p>3</p> 	$h_{21e} > \frac{6 + 9m + 6m^2 + 8m^3}{m^3} +$ $+ \kappa (6 + 9m + 8m^2) + 2m^3 \kappa^2 (1 + m)$ $\omega_o =$ $= \frac{1}{RC \sqrt{m [2 m^2 \kappa (1 + m) + 3 (1 + m^2)]}}$

Zapojení	Podmínka rozkmitání, kmitočet
<p>4</p> 	$h_{21e} > \frac{1}{m^2} (3 + 7m + 4m^2) + 2\kappa$ $(1 + 2m + 2m^2 + m^3) + \frac{1}{\kappa} (1 + 2m)$ $\omega_0 = \frac{1}{RC} \sqrt{1 + m + m^2 + \frac{1 + 2m}{m^2 \kappa}}$
<p>5</p> 	$h_{21e} > \frac{901 + 1210\kappa + 407\kappa^2 + 59\kappa^3}{49 + 14\kappa + \kappa^2}$ $\omega_0 = \frac{1}{RC} \sqrt{\frac{10(1 + \kappa)}{7 + \kappa}}$
<p>6</p> 	$h_{21e} > \frac{29 + 212\kappa + 436\kappa^2 + 224\kappa^3}{1 + 12\kappa + 16\kappa^2}$ $\omega_0 = \frac{1}{RC} \sqrt{\frac{1 + 6\kappa}{6 + 4\kappa}}$

Zapojení	Podmínka rozkmitání, kmitočet
<p>7</p> 	$-h_{21e} > \frac{2 + m + m^2 + \kappa m (2 + m)}{2 - m + \kappa m (2 + m)}$ $\omega_0 = \frac{1}{RC \sqrt{1 + \kappa (2 + m)}}$
<p>8</p> 	$A_u = \frac{u_2}{u_1} > 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + \frac{R_1}{h_{11e}} \frac{u_{be}}{u_1}$ $\omega_0 = \frac{\sqrt{1 + \frac{R_2}{h_{11e}} \frac{u_{be}}{u_1}}}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$
<p>9</p> 	$A_i = \frac{i_2}{i_1} > 3$ $\omega_0 = \frac{1}{RC}$



Obr. 43. Skutečný vzhled generátoru signálu o kmitočtu 400 Hz

generátor pevného kmitočtu hotov. Zapojení je tak jednoduché, že nepotřebuje bližší výklad. Skutečný vzhled je zřejmý z obr. 43.

Vzhledem k nevýhodám laděného obvodu LC používáme při konstrukci nf oscilátorů ve větvi zpětné vazby raději členy složené z odporů a kondenzátorů.

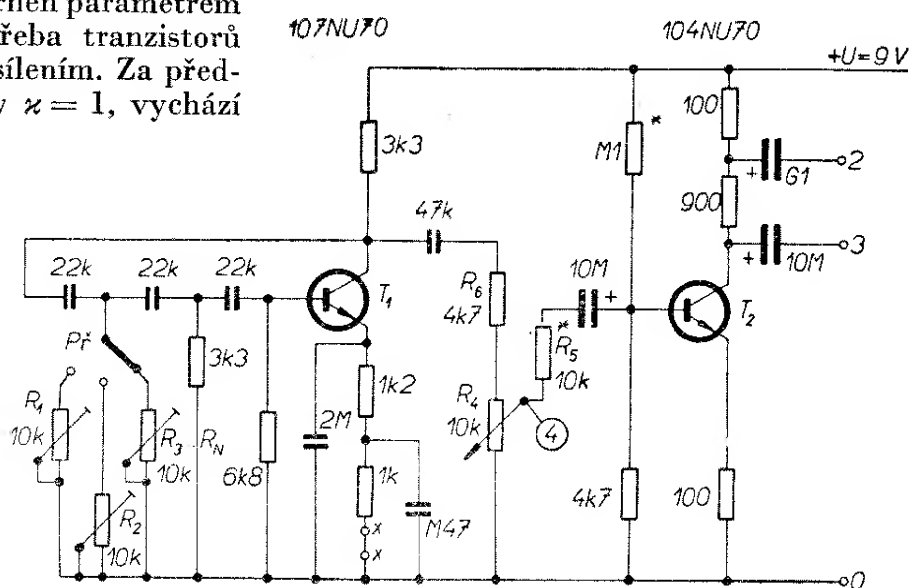
Nejznámější z nich je nakreslen pod číslem 2 v tab. 5. Tříčlankový čtyřpól obrací fázi v oblasti nf kmitočtů o 180° a plní tak funkci vysvětlenou na obr. 40a. Podmínky rozkmitání (včetně kmitočtu) závisí také na vstupním odporu tranzistoru, který je opět znázorněn parametrem h_{11e} . Nevýhodou je potřeba tranzistorů s velkým proudovým zesílením. Za předpokladu, že $h_{11} \approx R$, tedy $\alpha = 1$, vychází

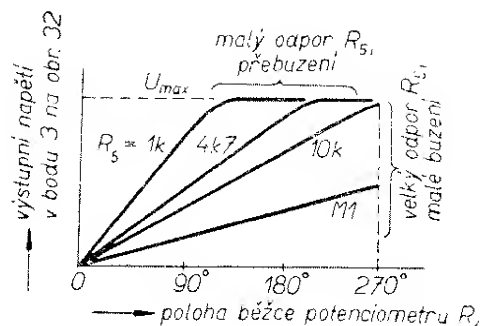
$h_{21e} > 56$. K tomu musíme navíc připočítat ztrátu v kolektorovém odporu R_1 a následující zátěži, takže celkové zatížení (včetně nutné rezervy) bude asi 80 až 100. Přitom je oscilátor citlivý na změny napájecího napětí i zatěžovacího odporu. Kromě toho by bylo pro ladění třeba měnit všechny tři odpory nebo kondenzátory. Pokud stačí jen několik pevných kmitočtů v malém rozsahu (např. v poměru 1:2 až 1:4), lze měnit přepínáním jen jeden z nich.

Zapojení na obr. 44 se hodí ke generování signálů třech kmitočtů v rozmezí asi od 500 do 2000 Hz. Využívá fázovacího příčkového článku. Druhý z jeho příčných odporů je nahrazen třemi nebo i více proměnnými odpory R_1 až R_3 (R_n). Jejich nastavením se generátor naladí na potřebný kmitočet v okolí 1 kHz. K přepínání slouží přepínač $Př$. Podmínkou spolehlivého rozkmitání je dostatečné proudové zesílení (> 100) tranzistoru T_1 .

Přes oddělovací odpor R_6 se přivádí napětí sinusového průběhu na potenciometr R_4 a výstupní tranzistor T_2 . Jeho kolektorový odpor je rozdělen tak, že ze svorky 3 odebíráme výstupní napětí v rozsahu 0 až U_{max} a ze svorky 2 v rozsahu 0 až $0,1 U_{max}$ (U_{max} je maximální výstupní napětí a pohybuje se asi kolem 3 V). Nenormalizovanou hodnotu 900Ω získáme sériovým zapojením odporů $820 + 82 \Omega$ nebo paralelním $1 k\Omega$ a $10 k\Omega$. Velikost pomocného odporu R_5 vy-

Obr. 44. Generátor třech kmitočtů s příčkovým článkem RC ($m = 1$)





Obr. 45. Správné nastavení výstupní amplitudy

hledáme zkusmo tak, aby v horní poloze běžce R_4 byl T_2 plně vybuzen, ale ještě nezkrusoval (neomezoval). Nemáme-li k dispozici osciloskop, stačí připojit ke svorce 3 střídavý elektronkový nebo tranzistorový voltmetr. Začínající ohyb amplitudové charakteristiky, v němž je přírůstek výstupního napětí menší než přírůstek vstupního napětí v bodě 4 je mezi, které by mělo být dosaženo právě v horní poloze potenciometru R_4 . V příkladu na obr. 45 tomu odpovídá $R_5 = 10 \text{ k}\Omega$.

Vhodnou volbou poměru součástek nebo počtu za sebou následujících členů příčkového čtyřpólu lze snížit zeslabení a tím zmenšit potřebné h_{21e} použitého tranzistoru. Tyto případy jsou uvedeny pod čísly 3 až 6 v tab. 5.

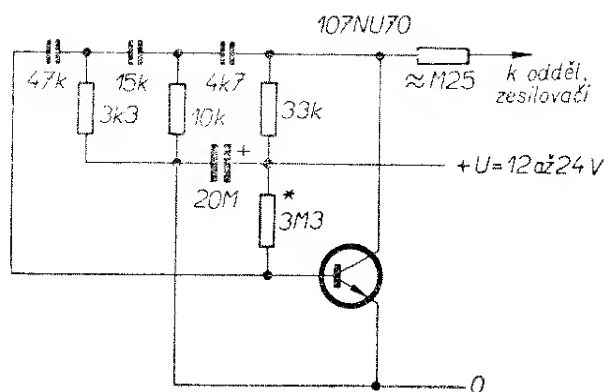
Nejčastěji se používá zapojení pod číslem 3. Má-li použitý tranzistor na obr. 46 $h_{11e} \approx 3 \text{ k}\Omega$, pak $\alpha = h_{11e}/R = 1/10$ a jeho potřebný zesilovací činitel

$$h_{21e} > \frac{6 + 9 \cdot 3 + 6 \cdot 9 + 8 \cdot 27}{27} + \frac{1}{10} (6 + 9 \cdot 3 + 8 \cdot 9) + 2 \cdot 27 \frac{1}{100} (1 + 3) = 33,86$$

je podstatně menší než v předcházejícím případě, kde všechny členy měly stejnou hodnotu ($m = 1$). Vznikající kmity mají úhlový kmitočet

$$\omega_0 = \frac{1}{33 \cdot 10^3 \cdot 4,7 \cdot 10^{-9} \sqrt{3 \left[2 \cdot 9 \frac{1}{10} (1 + 3) + 3 (1 + 9) \right]}} = 610 \text{ rad/s,}$$

tj. $f \approx 100 \text{ Hz}$.

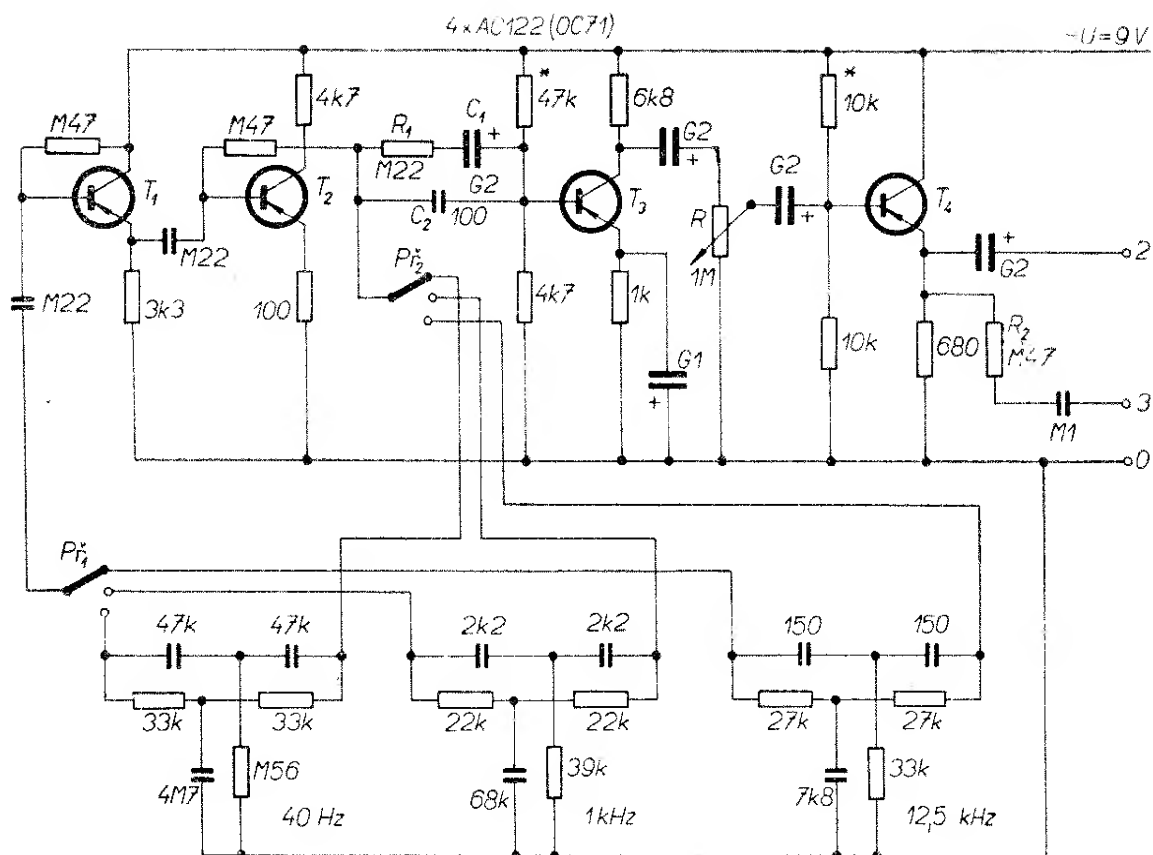


Obr. 46. Generátor s příčkovým článkem RC ($m \approx 3$)

Oscilátory s příčkovými členy používáme pro jednoduché generátory pevného kmitočtu. Jsou citlivé na změnu parametrů tranzistoru a vyžadují tranzistory s velkým h_{21e} . Zásadně je ovšem možné použít i dvoustupňový nebo třístupňový zesilovač. Podmínkou je převrácení fáze zesilovacího signálu o 180° .

Pod číslem 7 je v tab. 5 zapojení oscilátoru s dvojitým článkem T. Přenos tímto článkem je na „rezonančním“ kmitočtu přerušen. Ve skutečných zapojeních se proto používají různé obvody, v nichž současně působí kladná vazba (na kmitočtu vznikajících kmitů) i záporná vazba (na ostatních kmitočtech). Použitý zesilovač bývá dvoustupňový s možností odběru zesíleného napětí (proudu) s posuvem 0 a 180° .

K orientační kontrole nf zesilovačů stačí zajištění jejich vlastností na okrajích a ve středu přenášeného pásma. Zapojení na obr. 47 používá dvojitý článek T ve větvi zpětné vazby zesilovače osazeného tranzistory T_1, T_2 . Dva segmenty přepínače $P_{\bar{1}, 2}$ slouží k zařazení potřebného článku T a tím k rozkmitání na některém z kmitočtů 40 Hz, 1 kHz a 12,5 kHz. Použitý princip a individuální volba parametrů jednotlivých čtyřpólů dovoluje snížit harmonické zkreslení pod 1 %. Vazební člen R_1, C_1, C_2 zdůrazňuje vyšší kmitočty



Obr. 47. Generátor signálů o kmitočtech 40 Hz, 1 kHz a 12,5 kHz s dvojitými články T

a tím kompenzuje pokles zisku tranzistorů v této oblasti.

K nastavení výstupního napětí slouží potenciometr R . Výstup 2 má malý vnitřní odpor a odpovídá zdroji napětí. Naopak svorka 3, připojená přes velký odpor R_2 , představuje zdroj proudu. Maximální výstupní napětí (naprázdno) je v obou případech asi 3 V.

Tranzistory AC122 mohou být nahrazeny typem OC71 nebo – při změně polarity napájecího napětí a elektrolytických kondenzátorů – 106NU70.

Nejdůležitější zapojení tzv. Wienova můstku je v tab. 5 pod číslem 8. Přivedeme-li na svorku 2 napětí u_2 , objeví se na svorce 1 napětí u_1 . Poměr výstupního a vstupního napětí Wienova můstku naprázdno

$$\beta = \frac{u_1}{u_2} = \frac{\frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2}} =$$

$$= \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + j\left(\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1}\right)} \quad (21)$$

je reálný (tj. vstupní a výstupní napětí jsou ve stejné fázi) a největší na úhlovém kmitočtu

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (22)$$

a dosahuje hodnoty

$$\beta = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}} \quad (23).$$

Pokud v praxi obvykle $C_1 = C_2$; $R_1 = R_2$, lze zjednodušit

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}; \quad \beta = \frac{1}{3} \quad (24).$$

Paralelně k odporu R_2 je však zapojen vstupní odpor zesilovače R_{vst} , takže paralelně k C_2 bude zapojeno paralelní spojení R_2 a R_{vst} . Tím se ovšem zmenší „rezonanční“ kmitočet

$$\omega'_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2} \sqrt{\frac{R_{vst}}{R_2 + R_{vst}}}} \quad (25)$$

a přenos

$$\beta' = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} \left(\frac{R_2 + R_{vst}}{R_{vst}} \right) + \frac{C_2}{C_1}} \quad (26)$$

Použitím úměry

$$\frac{R_{vst}}{h_{11e}} = \frac{u_1}{u_{be}} \quad (27)$$

dostaneme konečně vztahy uvedené v tab. 5 pod číslem 8. Čtenář si jistě všiml, že podle (23) a (24) lze beze změny zeslabení ladit Wienův článek současnou změnou obou kapacit nebo obou odporů. První způsob – ladění vzdušným duálem $2 \times \times 500$ pF – byl obvyklý u elektronkových oscilátorů a v budoucnu s tranzistory MOSFET. Vstupní odpor mřížkového obvodu nevadil, ani když hodnoty R_1 , R_2 dosahovaly řádu MΩ. Vstupní odpor tranzistoru je však podstatně menší. Proto je třeba, aby odpory R_1 , R_2 nepřesáhly několik desítek kΩ. Pak by však měly mít proměnné kondenzátory kapacitu desítek nF, což je zatím nereálné. Proto se u tranzistorových oscilátorů s Wienovým můstkem volí kapacity C_1 a C_2 pevné (nebo přepínatelné po stupních). Odpory R_1 a R_2 pak tvoří mechanicky spojené dva potenciometry na společném hřídeli. Je samozřejmé, že nelze dosáhnout úplného souběhu. Bude-li rozdíl vyjádřen koeficientem a , např. jestliže

$$R_1 = aR, R_2 = R; C_1 = C_2 = C \quad (28),$$

změní se vztah (18)

$$\omega''_0 = \frac{1}{RC \sqrt{a}} = \frac{\omega_0}{\sqrt{a}};$$

$$\beta'' = \frac{1}{1 + \frac{aR}{R} + \frac{C}{C}} = \frac{1}{2 + a} \quad (29).$$

Rozdíl obou odporů způsobí změnu kmitočtu i zeslabení a tím i kolísání výstupní amplitudy.

Z dosavadního výkladu vyplývají důležité závěry:

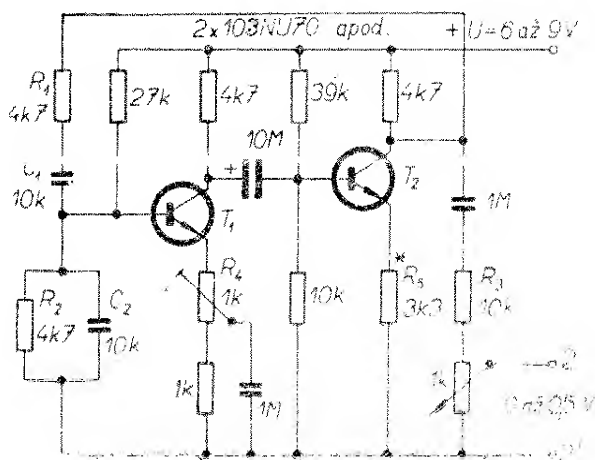
– Wienův článek je zapojen ve větvi kladné zpětné vazby;

– vstupní odpor zesilovače má být co největší, např. řádu $10^5 \Omega$;

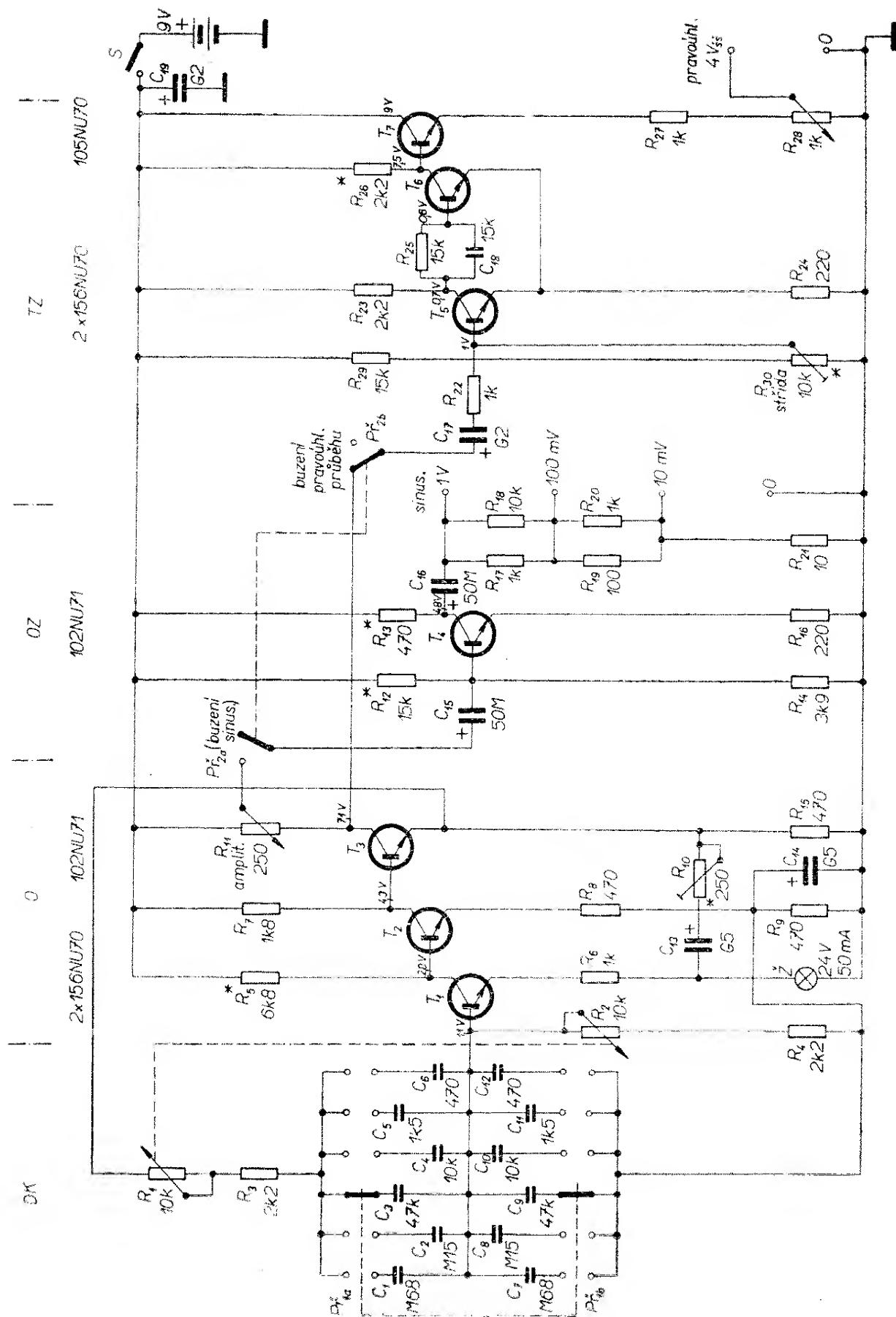
– ladí se současnou změnou odporů; zpravidla volíme $R_1 = R_2$ a jejich rozdíl v celém rozsahu má být menší než 1 až 2 %.

Příklad zapojení generátoru s Wienovým můstkem pro jeden kmitočet (3400 Hz) je na obr. 48. Oba tranzistory pracují jako běžný dvoustupňový zesilovač. Jeho rezerva zesílení je tak značná, že lze připustit i dostatečnou zápornou zpětnou vazbu v emitorech. Z kolektoru T_2 je vedena větev zpětné vazby (kladné) přes fázovací člen R_1 , C_1 , R_2 , C_2 do báze T_1 . Aby zátěž neovlivňovala funkci generátoru, je výstupní obvod 2, 2' oddělen ochranným odporem R_3 . Důležitou funkci má odporový trimr R_4 . Nastaví se jím při uvádění do chodu minimální zesílení zesilovače, potřebné ke spolehlivému rozkmitání, při němž má sinusovka nejmenší nelineární zkreslení.

Tranzistory mohou být libovolné. Pokud by však měly menší proudové zesí-

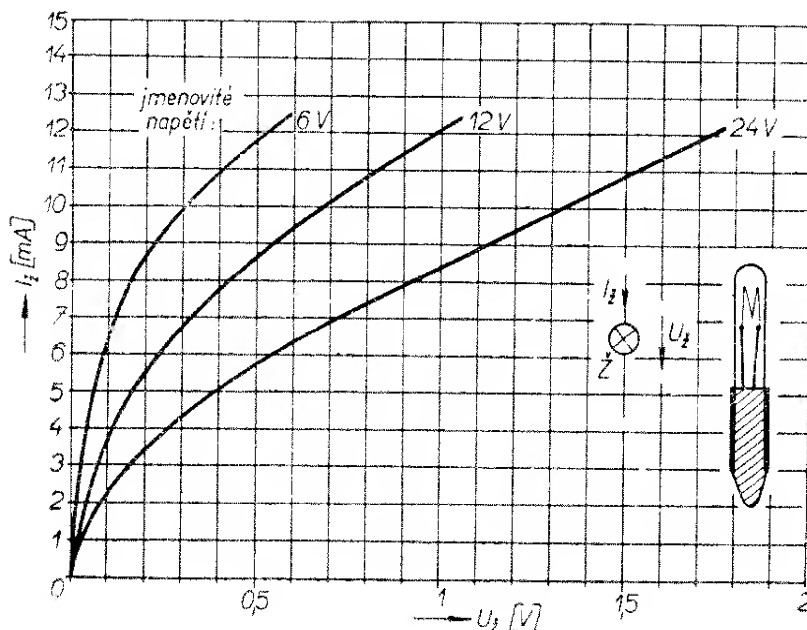


Obr. 48. Generátor s Wienovým můstkem



Obr. 49. Nf generátor 25 Hz až 25 kHz

Obr. 50. Stejnoseměrné charakteristiky žárovek s jmenovitým proudem 50 mA a jmenovitým napětím 6, 12 a 24 V v oblasti vhodné pro automatickou regulaci



lení (10 až 20), bude pravděpodobně třeba poněkud zmenšit R_5 .

Všimněme si nyní funkce automatické regulace výstupního napětí. U všech předcházejících oscilátorů dochází při ladění ke změně zeslabení (útlumu) selektivní větve zpětné vazby. Tím dochází k jevu, který jsme si vysvětlili na obr. 42. Na jednom okraji pásma je kladná zpětná vazba malá, dochází k vysazení oscilací, na druhém velká – signál je zkreslen.

Všimněme si nyní obvodu oscilátoru O na obr. 49. V emitoru tranzistoru T_1 je zapojen odpor R_6 , který zvětšuje vstupní odpor tak, jak jsme si již vysvětlili. V sérii s ním je však zapojeno vlákno žárovky \bar{Z} . Prochází jím přes odpor R_{10} a kondenzátor C_{13} žhavicí proud úměrný amplitudě kmitů vznikajících na odporu R_{15} .

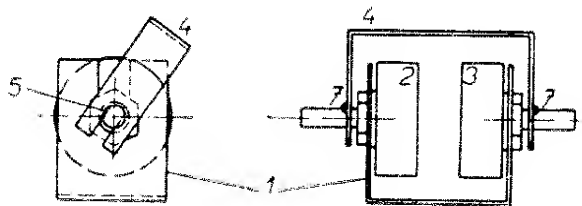
Na obr. 50 jsou zakresleny stejnosměrné charakteristiky několika typů tzv. telefonních žárovek. Mohou to být samozřejmě i jiné typy, podmínkou však je, aby měly malý jmenovitý proud, např. 50 mA. Prochází-li např. žárovkou o napětí 24 V žhavicí proud 1 mA, je její dynamický odpor asi 50 Ω . Při 5 mA se však zvětší asi na 150 Ω . Při zvětšení výstupního napětí tedy stoupá žhavicí proud žárovky a také její dynamický odpor. Tím se zvětšuje účinek záporné zpětné vazby obvodem R_{15} , R_{16} , C_{13} , zesílení zesilovače T_1 , T_2 , T_3 klesá a amplituda kmitů se vrací na původní hodnotu. Důležité je, že

žárovka pracuje jen s nepatrným proudem několika mA a její vlákno nesmí tedy žhnout.

Tím jsme se dostali k závěrečné části této kapitoly – nf generátoru sinusových a pravoúhlých kmitů od 25 Hz do 25 kHz. Určeme nejprve jednotlivé rozsahy. Použijeme-li šestipólový přepínač, vychází pro jednotlivé rozsahy poměr krajních kmitočtů

$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \sqrt[6]{\frac{25 \cdot 10^3}{25}} \approx 3,2,$$

s rezervou potřebných přesahů tedy asi 4,5. Odporů $R_1 = R_2 = 10$ k Ω získáme sestavením dvou drátových potenciometrů typu WN69170 podle obr. 51. Oba potenciometry 2, 3 jsou maticemi připevněny ke třmenu 1. Jejich hřídele jsou opatřeny zářezy 5 (uděláme je pilkou na kov), do nichž je zasunut unášecí pásek 4. Vzájemnou polohu zajistíme zakápnutím



Obr. 51. Spřažení dvou potenciometrů

(7) Epoxy 1200. Po důkladném zatuhnutí jeden z potenciometrů nepatrně uvolníme povolením matice. Pak v různých polohách hřídele kontrolujeme shodu odporů mezi těmi vývody, jejichž odpor při otáčení hřídele doprava klesá. Rozdíl zmenšíme pootočením celého uvolněného potenciometru. S výjimkou nejmenších hodnot pod 1 kΩ lze celkem snadno nastavit shodu lepší než 2 %. Pak – aniž bychom potenciometrem pohnuli – znovu utáhneme upevňovací matici a zajistíme zakápnutím.

Nedoporučuji použít tandemové potenciometry a vrstvé potenciometry vůbec – jejich tolerance jsou pro náš účel příliš velké.

Pomocné odpory R_3 a R_4 omezují rozsah na horním okraji pásu, kde malá změna R_1 a R_2 způsobí velkou změnu kmitočtu – viz (24). Toto uspořádání zajišťuje s velkou rezervou dříve vypočtený poměr krajních kmitočtů. Pak ze vztahu (24) vypočteme hodnoty

$$C_1 = C_7 \text{ pro 1. rozsah – pro } f_1 = 25 \text{ Hz}$$

$$C_1 = C_7 = \frac{1}{6,28 \cdot 25 (10 + 2,2) \cdot 10^3} \doteq \doteq 0,52 \mu\text{F}.$$

S ohledem na předpokládaný přesah zvolíme z řady TESLA hodnotu M68. Podobně byly vypočteny i hodnoty kondenzátorů pro ostatní rozsahy.

Aby se zmenšil nežádoucí fázový posuv způsobený nízkými mezními kmitočty, jsou tranzistory T_1 a T_2 typu 156NU70. Tranzistor T_3 (102NU71 apod.) slouží jako výkonový zesilovač pro žhavení žárovky ve větvi záporné zpětné vazby. Stejným typem je osazen i výstupní zesilovač (T_4) s odporovými děliči 1:0,1:0,01. Odpor R_{13} je možné zvolit o jeden člen řady E12 menší nebo větší tak, aby při maximálním odporu potenciometru R_{11} byla výstupní amplituda na kolektoru T_4 od 1 do 1,2 V.

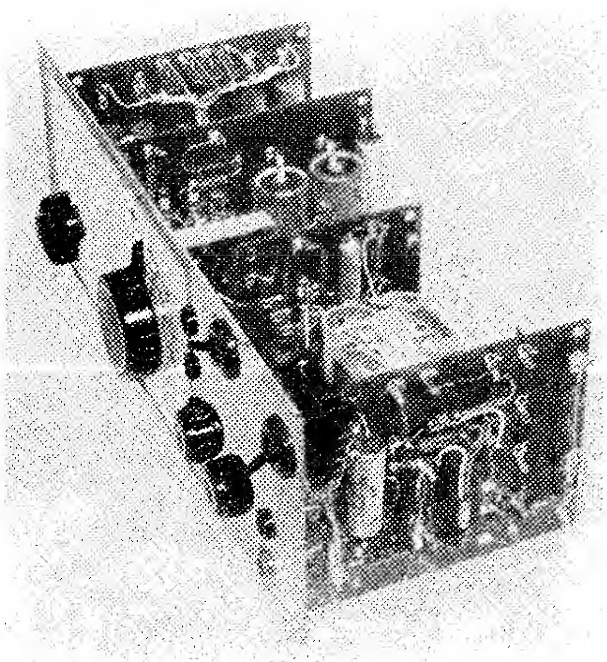
Tvarovací zesilovač TZ s tranzistory T_5 až T_7 mění harmonický průběh na pravoúhlý. Generátor tedy slouží i k výrobě kmitů pravoúhlého (obdélníkového) průběhu. Tranzistory T_5 a T_6 pracují jako

Schmittův obvod. Vysvětlení jeho funkce bude uvedeno v popisu k obr. 65. Mez citlivosti a tím střidu výstupního průběhu (poměr doby impulsu a mezery) nastavujeme trimrem R_{30} . Tranzistor T_7 je zapojen jako výstupní emitorový sledovač. Výstupní amplituda se nastavuje potenciometrem R_{28} .

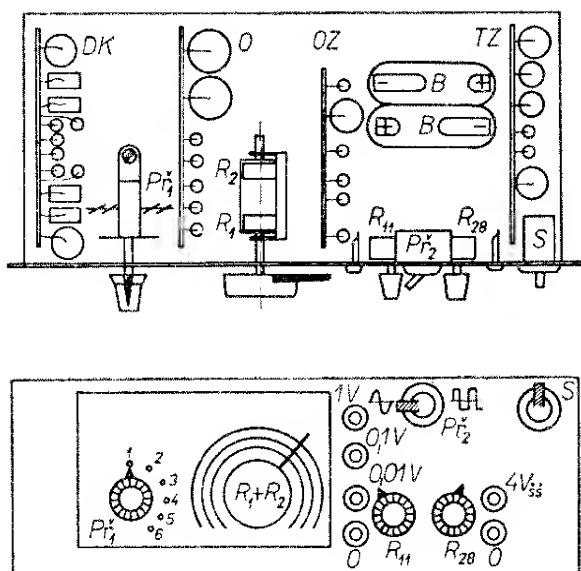
Rozložení jednotlivých dílčích obvodů na základní kostře a ovládacích prvků na panelu ukazují obr. 52 a 53. Odleva vidíme desku kondenzátorů DK s kondenzátory C_1 až C_{12} . V její těsné blízkosti je umístěn šestipolohový dvoupólový přepínač rozsahů $Př_1$. Získáme jej úpravou jednodeskového přepínače typu PN 53316 tak, že v otočné desce ponecháme dva dotekové palce („kovadlinky“) ve dvou protilehlých polohách, nebo použitím jen jedné desky z přepínače PN 53318.

Na další desce jsou obvody oscilátoru O . Vynikají rozměrné kondenzátory C_{13} a C_{14} . Kromě nich je zde přímo připájena žárovka a blokovací kondenzátor baterie. Vedle desky O je umístěna sprážená dvojice potenciometrů R_1 a R_2 .

Oddělovací zesilovač OZ je buzen z jednoho kontaktu přepínače $Př_1$ (dvoupólový, dvoupolohový síťový typ). Před montáží pečlivě zkontrolujeme spolehlivost



Obr. 52. Pohled na nf generátor



Obr. 53. Rozložení součástek, dílčích obvodů a ovládacích prvků nf generátoru

kontaktů; jejich přechodový odpor neodpovídá podmínkám, v nichž je zde použit. Na desce OZ jsou umístěny i odpory napěťového děliče R_{17} až R_{21} .

Dvě ploché baterie B jsou umístěny v držáku. Na čelním panelu je i potenciometr R_{11} , který slouží k plynulému nastavení amplitudy výstupního sinusového signálu.

V pravé poloze odpojí kontakt přepínače P_{2a} buzení oddělovacího zesilovače a přivede je přes sepnutý kontakt P_{2b} na vstup tvarovacího zesilovače TZ. Jeho součástky jsou umístěny na poslední desce vpravo. K nastavení amplitudy slouží potenciometr R_{28} .

Spínač S slouží k připojení napájecí baterie.

Při uvádění do chodu nastavíme potenciometry R_1 , R_2 do střední polohy. Pak zkontrolujeme hodnoty stejnosměrného napětí podle obr. 49. Vyskytnou-li se podstatné odchylky (přes 10 %) – i když je to málo pravděpodobné – zmenšíme je zkusmým výběrem odporů R_5 , R_{12} a R_{26} .

Pak jemným a opatrným protáčením trimru R_{10} vyhledáme polohu nasazení kmitů a běžec nastavíme těsně za bod spolehlivého rozkmitání. K této práci se nejlépe hodí osciloskop, na němž můžeme sledovat tvar výstupního signálu. Nemáme-li jej k dispozici, připojíme přes oddě-

lovací kondenzátor mezi kolektor T_3 a zem střídavý voltmetr, nejlépe milivoltmetr z předcházející kapitoly.

Správné nastavení záporné zpětné vazby a tím i automatické regulace poznáme podle několika doznívajících zakolébání, „dýchnutí“ výstupního napětí po přepnutí rozsahu přepínačem P_{r1} . Pak pomalým přeladěním na všech rozsazích zjistíme spolehlivé nasazení a udržení kmitů.

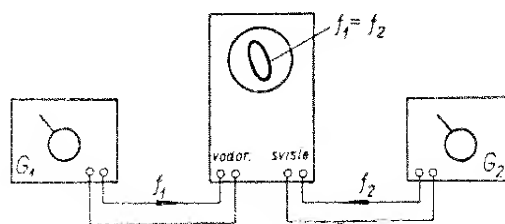
Při správné funkci automatické regulace nepřesáhne změna výstupního napětí na všech rozsazích $\pm 0,5$ až $1,0$ dB a činitel harmonického zkreslení nepřesáhne $k_h \leq 1 \%$.

Po nastavení regulace je na kolektoru T_3 napětí asi $0,7$ V. Oddělovací zesilovač OZ se silnou teplotní stabilizací a zápornou zpětnou vazbou zvětší toto napětí na $1,1$ až $1,2$ V. O úloze a volbě odporu R_{13} jsem se již zmínil.

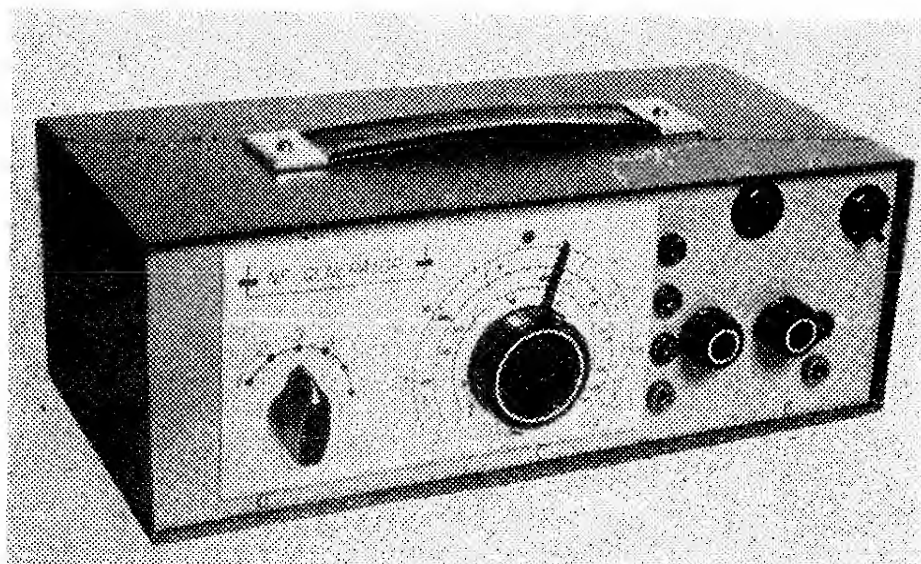
Spolehlivým milivoltmetrem zkontrolujeme správný dělicí poměr odporů R_{17} až R_{21} a podle potřeby jej zkorigujeme.

Dále je třeba uvést do chodu tvarovací zesilovač TZ. Nejprve zběžně ověříme nastavení rozlišovacího napětí odporem R_{30} . Pak pomocí osciloskopu nastavíme střídu (délku impulsu a mezery) přibližně na poměr 1:1. Nakonec přezkoušíme funkci tvarovacího zesilovače na všech kmitočtových rozsazích. Maximální napětí na R_{28} je asi polovinou napájecího napětí, tedy $4 V_{ss}$ (špička – špička neboli rozkmit).

Nakonec zbývá cejchovat stupnici potenciometrů R_1 , R_2 . Z kladívkové čtvrtky vystříhneme obdélník o rozměrech 165×90 mm. Kolem hřídele potenciometrů vyznačíme tuší tři soustředné kružnice, budoucí stupnice. K ocejchování potřebujeme jiný nf generátor a osciloskop v zapojení podle obr. 54. Na generátoru G_1 postupně nastavujeme kmitočty 30, 40,



Obr. 54. Cejchování generátoru



Obr. 55. Pohled na
nf generátor v krytu

50 ... 100, 110, 120 ... 200, 250 ... 1000, 1100 ... Hz. Pak pro každý kmitočet vyhledáme a měkkou tužkou označíme polohu hřídele, popř. ukazatele ladění našeho generátoru G_2 , při němž se obrazec na stínítku zastaví ve tvaru elipsy nebo kružnice. Pak jednotlivé dílky pečlivě obtáhneme tuší a popíšeme rukou nebo šablonkou 2,5 mm.

Celou stupnici překryjeme organickým sklem, které k panelu připevníme třemi šroubky $M3 \times 10$ mm se zapuštěnou hlavou. Celý nf generátor po zasunutí do krytu je na obr. 55.

Pro úplnost je v tab. 5 pod označením 9 principiální uspořádání oscilátoru s členem RC. Připomíná poněkud předcházející Wienův článok. Používá se však jen zřídka.

Laděné oscilátory využívající proměnných odporů mají jednu společnou nevýhodu. Seběmenší nedokonalost styku běžce s odporovou dráhou a přechod běžce z jednoho drátu odporového vinutí na sousední jsou zdrojem kolísání výstupního napětí během ladění. Proto se u jakostních profesionálních výrobků nejčastěji používá záznejový princip. Protože byl podrobně popsán v RK [3], nebudeme se jím zabývat.



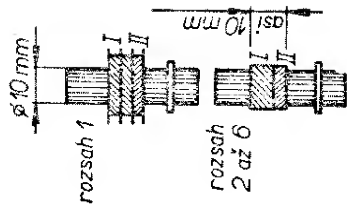
Vysokofrekvenční generátory

Nejdůležitějším měřicím přístrojem ke zkoušení a měření vf obvodů je vf generátor harmonického kmitočtu. Řekneme si však hned v úvodu, že jde o nesnadnou úlohu, splnitelnou amatérskými prostředky jen v omezeném rozsahu požadavků. Zmíním se o nich při popisu takového generátoru.

Na obr. 56a je zapojení vf signálního generátoru laditelného v pásmu od 150 kHz do 20 MHz v šesti na sebe navazujících rozsazích. Oscilátor v zapojení se společnou bází je osazen tranzistorem T_1 . Použitý typ 0C170 má mít co největší proudové zesílení a co nejvyšší mezní kmitočet. V jeho kolektorovém obvodu je zapojen ladící kondenzátor C_1 s vinutím L_2 cívek jednotlivých rozsahů, přepínaných přepínačem $Př_1$ (dvoudeskový, čtyřpólový, šestipolohový, např. PN 53318). Aby laděný obvod nebyl příliš zatěžován výstupním odporem tranzistoru, je kolektor připojen k odbočce ladícího vinutí L_2 . Kladná zpětná vazba je zajištěna vinutím L_1 v obvodu emitoru.

Ke stabilizaci pracovního bodu T_1 se používá běžné můstkové uspořádání, obvyklé u zapojení se společným emitorem.

Hlavní potíž představuje volba a opatření ladícího kondenzátoru C_1 . Běžné představě vcelku dobře odpovídá vzdušný otočný kondenzátor 500 pF. V jednodu-

[illegible]

Obr. 56. Zapojení vf signálního generátoru

chém provedení se však již dávno nevyrábí (proč?). Nezbyvá tedy než využít jedné poloviny duálu nebo vyhledat ve svých zásobách starší výrobek. Tato kapacita se dobře osvědčuje na pásmech od 150 kHz do několika MHz. Víme však, že rezonanční odpor paralelního obvodu

$$R_{\text{rez}} \approx \frac{L}{CR_{\text{ztrát}}}$$

je tím menší, čím menší je poměr indukčnosti ke kapacitě C . Protože tranzistor zde pracuje jako zdroj proudu, je výstupní napětí oscilátoru úměrné právě tomuto rezonančnímu odporu. Kromě toho je doba přechodu tranzistoru z vodivého do nevodivého stavu srovnatelná nebo dokonce delší než doba poloviny periody kmitu 10 až 20 MHz (viz také obr. 63). Důsledkem je pokles amplitudy odebíraných vf kmitů se zvyšujícím se kmitočtem i při protáčení ladícího kondenzátoru.

Bylo by tedy možné použít kondenzátor o menší kapacitě, např. oscilátorovou sekci duálu z přijímače T60 nebo podobný. Potřebnou indukčnost L_2 lze vypočítat podle [24] a ostatní vinutí, popř. odbočku navrhnout tak, aby zůstal zachován poměr z obr. 56b. Nepříznivým důsledkem je omezení 1. a 2. rozsahu vlastní kapacitou cívky a zvýšení vlivu vlastních kapacit tranzistoru.

Paralelně k C_1 je připojen kapacitní dělič C_2, C_3 . Slouží jednak k omezení rozsahů na horním kmitočtovém okraji, jednak k oddělení následujícího emitorového sledovače. V emitoru tranzistoru T_2 jsou v sérii zapojeny potenciometry R_1, R_2 k plynulému nastavení výstupního napětí.

Kolektor T_1 je napájen přes vinutí IIa transformátoru Tr (typ BT38 nebo Tr_1 podle tab. 6). V pravé poloze přepínače $Př_2$ (dvoupólový, dvoupolohový) je oscilátor amplitudově modulován vnějším signálem ze svorek 3, 3'. V levé poloze se vf signál moduluje kmitočtem 1 kHz z oscilátoru RC. Uvádění do chodu a požadavky na tranzistor T_3 byly popsány v kapitole o nf generátorech.

Aby bylo možné sledovat výstupní napětí je vestavěno ručkové měřidlo RM (např. 200 μA) s můstkovým usměrňovačem. V sepnuté poloze S_2 má plnou vý-

Tab. 6

Tr	Vinutí	Počet závitů	\varnothing drátu CuP [mm]
Tr_1	I	3000	0,08
	IIa, IIb	po 1000	0,08
Tr_2	Ia, Ib	po 410	0,19
	II	64	0,5

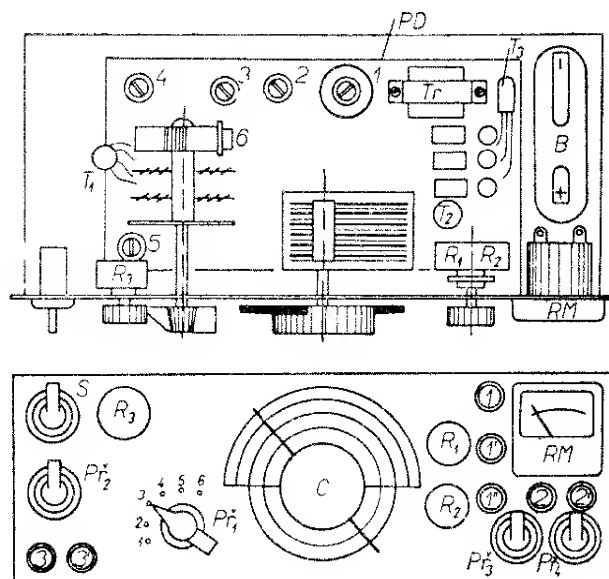
Jádro Tr_1 a Tr_2 : křemíkové plechy EB8 \times 8, skládat střídavě

chylku asi při 0,5 V; při rozpojení zvětší odpor R_4 rozsah do 5 V. Po přepojení přepínače $Př_3$ do pravé polohy je přístroj připojen mezi vnější zdíčky 2, 2'.

Cívky všech rozsahů jsou vinuty na tělísku WA 260 14 s železovým jádrem M7 \times 14.

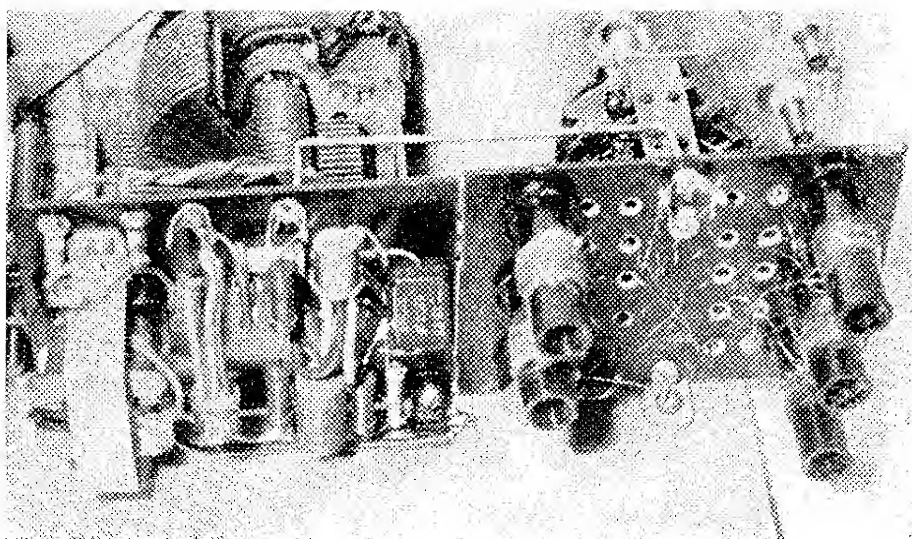
Uspořádání vinutí a jejich hodnoty jsou na obr. 56b. Není vyloučeno, že na některém z vyšších rozsahů bude třeba pro použitý tranzistor vinutí mírně upravit. Rozkmitání na 6. rozsahu pomůže člen RC podle obr. 56c do bodu x (obr. 56a).

U jakostních přístrojů se používá přepínání cívek karuselem nebo zkratováním

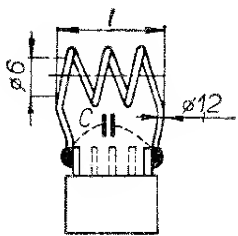


Obr. 57. Rozložení součástek vf generátoru

Obr. 58. Cívková souprava vf generátoru



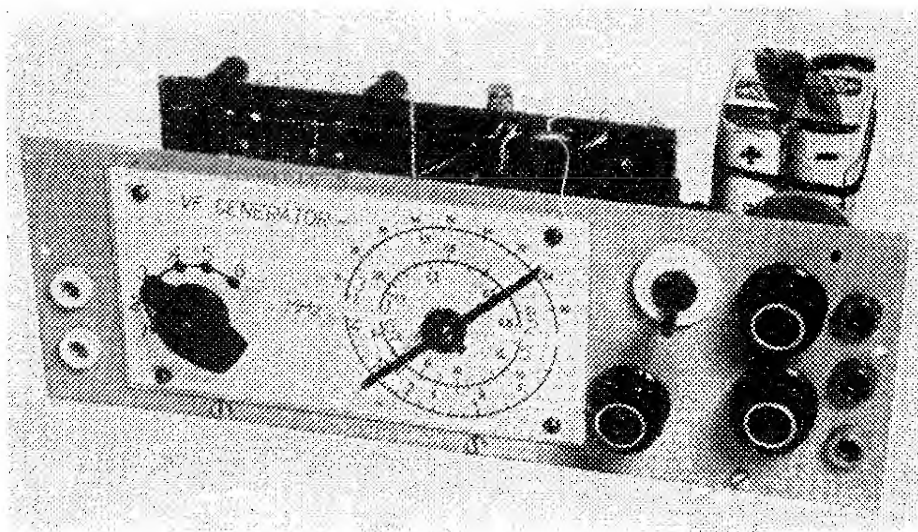
Tab. 7.

			
Rozsah [MHz]	Počet závitů	Délka l [mm]	Pomocná kapacita C [pF]
42 až 60	10	20	15
50 až 72	8	20	—
66 až 105	5	12	—
75 až 122	4	12	—

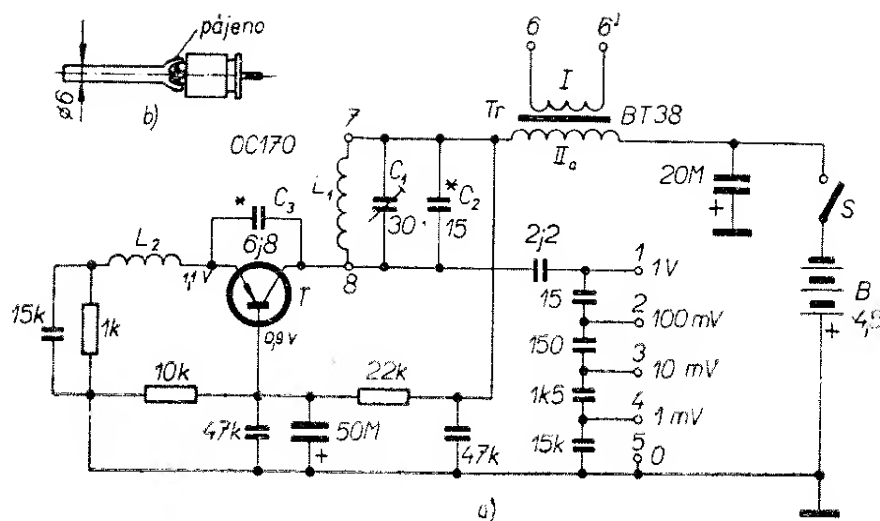
všech cívek, které na právě zvoleném rozsahu nepracují. Tím se znemožní tzv. sací jev – pokles napětí oscilátoru, způsobený rezonancí sousedních cívek s vlastními kapacitami. Také u popisovaného generátoru byl tento jev pozorován mezi cívkami objedno pásma (např. 3. rozsah byl ovlivněn rezonancí cívky 1. rozsahu). V takovém případě zkratujeme živý konec rušící cívky zatím nevyužitou 4. sekcí přepínače na bod y .

Rozložení součástek na základní kostře a panelu je zřejmé z obr. 57. Na obr. 58 je detail cívkové soupravy s přepínačem, na obr. 59 pohled na vf generátor ve zjednodušeném uspořádání, bez vnitřního nf generátoru a měřiče.

Šířka pásma a přímé ladění rukou bez převodu je pro kontrolu mezifrekvenčních



Obr. 59. Pohled na vf generátor



Obr. 60. Zapojení televizního signálního generátoru

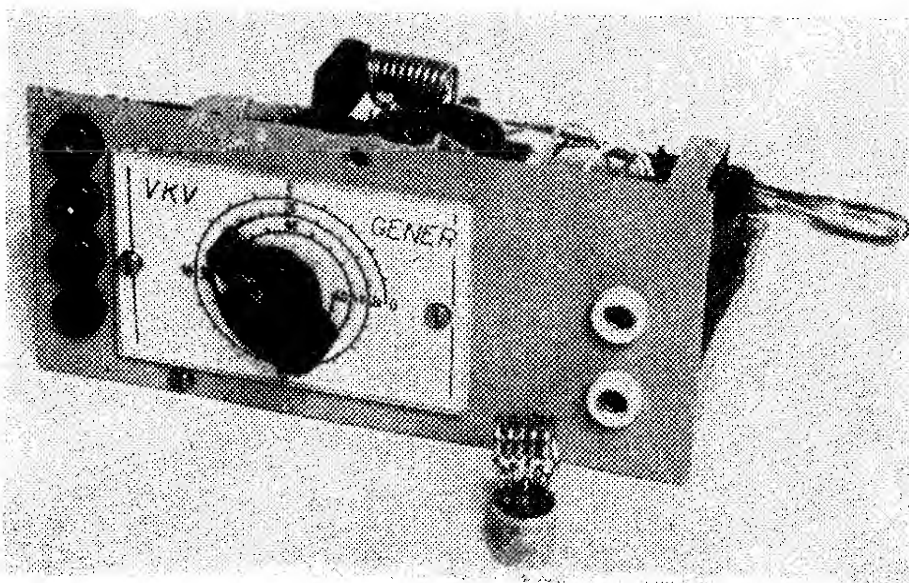
zesilovačů v pásmu od 420 do 490 kHz příliš hrubé. Pro tento účel se dobře hodí generátor, který byl popsán v [25].

Ke zkoušení televizních přijímačů se dobře hodí jednoduchý generátor podle obr. 60. Jeho základní zapojení bylo popsáno v [24]. Podle hodnot L_1 a $C_1 + C_2$ kmitá od několika desítek MHz až asi do 150 MHz – podle vlastností použitého tranzistoru. V našem případě jsou cívky opatřeny konektorovou zástrčkou 6 AF 89510, zasouvanou do zásuvky 6 AF 28202. Cívky jsou samonosné, vinuté cínovaným měděným drátem o \varnothing 1,2 mm na vnitřní průměr 6 mm (tab. 7). Vřtlučivka má asi 30 závitů drátu o \varnothing 0,2 mm CuP na kostře o \varnothing 5 mm. Hodnotu kondenzátoru C_3 pro spolehlivé udržení kmitů v celém pásmu je třeba vyhledat zkusmo.

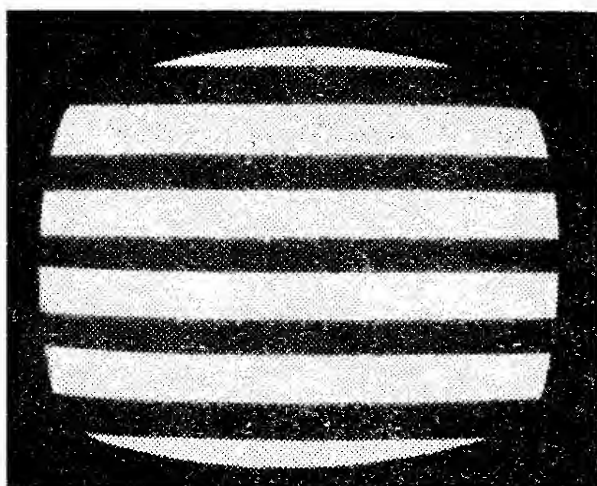
Jako ladící kondenzátor používáme hrníčkový trimr 30 pF, k jehož rotoru je podle obr. 60b připájena tenkostěnná mosazná nebo měděná trubka o \varnothing 6 mm. Na ni je pak připevněn knoflík s ukazatelem (obr. 61).

Mezi zdírkami 1 až 5 je zapojen kapacitní dělič k odběru signálu. V definitivním provedení bude jistě použit souosý konektor. Ke zdírkám 6, 6' se přivádí modulační signál.

Na obr. 62 je obraz na stínítku při buzení generátorem pulsů z následující kapitoly. Amplitudová modulace v této nejjednodušší formě je provázena i modulací kmitočtovou. Proto lze posaným generátorem zkoušet i zvukovou část nebo přijímač FM.



Obr. 61. Televizní signální generátor



Obr. 62. Zkouška vodorovnými pruhy (pravoúhlý průběh)

Generátory pulsů

Při většině běžných měření se sledují vlastnosti zkoušeného zařízení průchodem stejnosměrného nebo střídavého sinusového signálu. V poslední době však nabývají stále většího významu generátory pulsů, k nimž počítáme generátory opakujících se průběhů pravoúhlých (obdélníkových), trojúhelníkových apod. Je to způsobeno především vzrůstajícím významem použití spínacích obvodů. Impuls obsahuje kromě základní harmonické také vyšší harmonické kmitočty. Jejich spektrum tedy pokrývá široké pásmo kmitočtů, takže jediný generátor můžeme použít ke kontrole nf zesilovačů, mezifrekvenčních zesilovačů pro AM i FM a dokonce také přijímačů VKV.

Všimněme si krátce souvislosti mezi průběhem pulsních kmitů a jejich kmitočtovým spektrem. Předpokládejme např. průběh podle obr. 63a. Perioda je vyznačena v úhlové míře 2π . Délka impulsu o amplitudě A je x_1 , náběh a doběh je označen jako x_2 . Vyznačený sled pulsů lze nahradit pomocí Fourierova rozvoje harmonickými kmitočty

$$y = \frac{A}{2\pi} (x_1 + x_2) + \frac{4A}{\pi x_2} \sin \frac{x_2}{2} \sin \frac{x_1 + x_2}{2} \cos x + \dots$$

$$+ \frac{A}{\pi x_2} \sin x_2 \sin (x_1 + x_2) \cos 2x + \dots \quad (30).$$

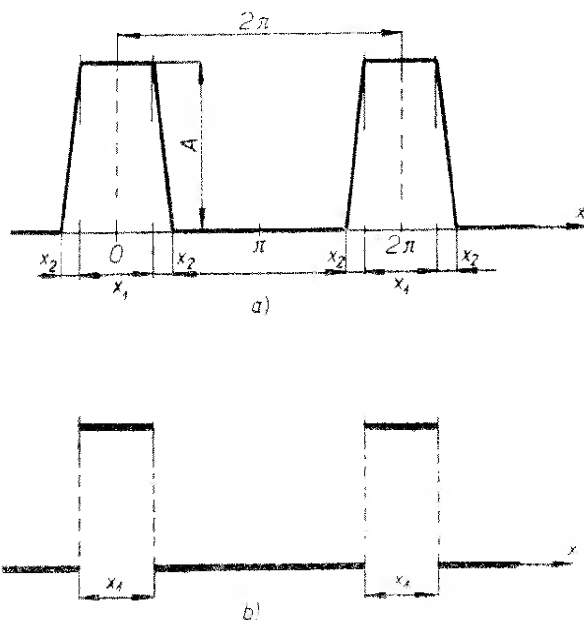
Na čem nyní závisí amplitudy vyšších harmonických? Ponecháme-li stranou přímou závislost na amplitudě A , budou amplitudy vyšších harmonických tím větší, čím kratší budou náběhy a doběhy x_2 . V ideálním případě, jestliže $x_2 = 0$, dostaneme vztah pro pravoúhlý průběh na obr. 63b.

$$y = \frac{Ax_1}{2\pi} + \frac{2A}{\pi} \sin \frac{x_1}{2} \cos x + \frac{A}{\pi} \sin x_1 \cos 2x + \dots \quad (31).$$

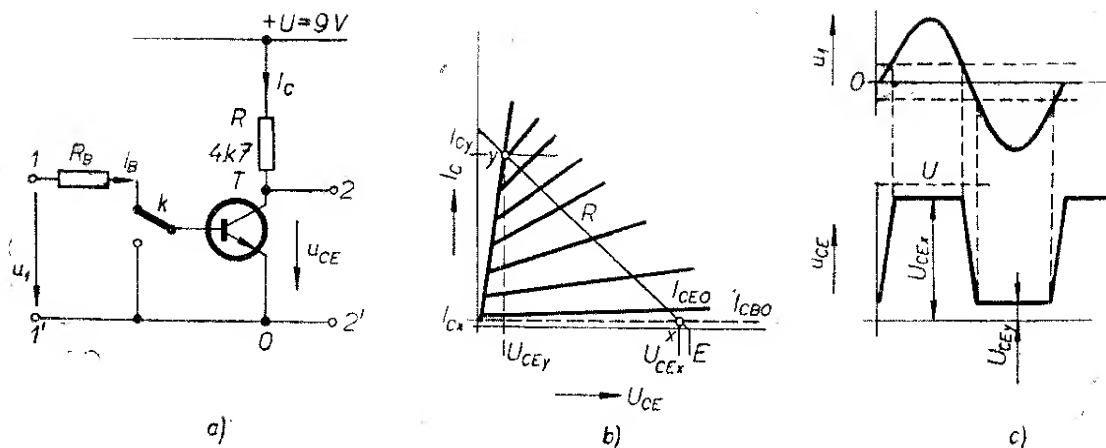
Uvažme nyní, že se zkracováním pulsů (x_1 se zmenšuje) se bude zvětšovat jejich amplituda, $A = 1/x_1$. Pro velmi malé $x_1 \rightarrow 0$ můžeme nahradit $\sin x_1 \approx x_1$. Výsledkem je spektrum

$$y = \frac{1}{2\pi} + \frac{1}{\pi} \cos x + \frac{1}{\pi} \cos 2x + \dots \quad (32),$$

jehož všechny amplitudy mají stejnou velikost. I když se tomuto stavu můžeme



Obr. 63. Průběh pulsů s vyznačenými dobami náběhu a doběhu



Obr. 64. Tranzistor jako spínač

v praxi jen přiblížit, můžeme odvodit důležitý závěr: vyšší harmonické kmitočty mají tím větší amplitudu (nebo: jejich amplitudy klesají s kmitočtem tím pomaleji), čím kratší jsou jejich náběhy a doběhy a čím jsou tyto pulsy kratší.

V generátorech pulsů a jejich obvodech pracují tranzistory jako spínače. Základní zapojení je na obr. 64a. Báze tranzistoru T je v dolní poloze kontaktu k spojena se zemí. Kolektorem protéká jen nepatrný proud $I_{Cx} \approx I_{CBO}$ (obr. 64b), tranzistor nevede. Vývod 2 je přes odpor R spojen s kladným napájecím napětím U . V horní poloze kontaktu k dostává báze kladný budicí proud

$$I_B = (3 \text{ až } 5) \frac{I_C}{h_{21E}} \quad (33).$$

Tranzistor vede a protéká jím proud $I_{Cy} = U/R$, omezený velikostí odporu R . Bod 2 je přes malý vnitřní odpor tranzistoru spojen s emitorem, tj. s nulovým napájecím bodem. Ve skutečnosti tvoří kontakt k předcházející spínací tranzistor.

Tranzistor pro spínací účely má mít podle obr. 64b co nejmenší proud I_{Cx} i zbytkové napětí U_{CEy} . Doba přechodu z vodivého do nevodivého stavu (a naopak) je nepřímo úměrná meznímu kmitočtu f_a nebo f_T použitého tranzistoru. Proto volíme, i když opakovací kmitočet je nízký (řádu stovek Hz), takové vysokofrekvenční tranzistory, aby náběh i doběhy výstupních pulsů byly co nejkratší.

Jak jsme si již řekli v kapitole o vf generátorech, je možné získat pravoúhlý

průběh tvarováním harmonického průběhu. Nejjednodušší uspořádání je na obr. 64a. Přivedeme-li na svorku 1 (kontakt k trvale v horní poloze) sinusovku o napětí několika voltů, dostaneme průběh podle obr. 64c.

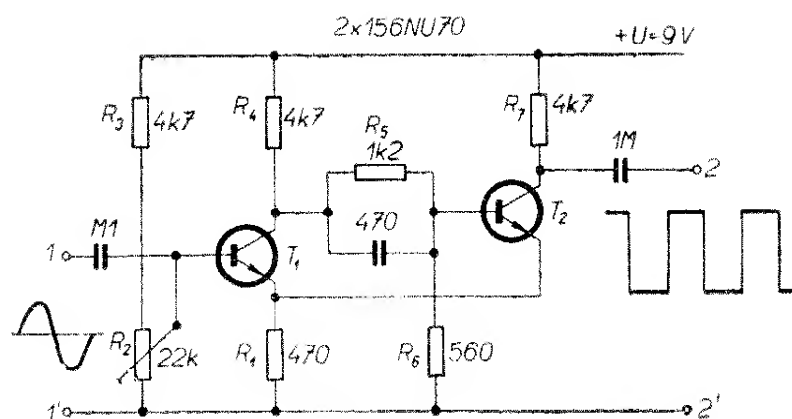
Nejznámějším tvarovacím obvodem je Schmittův klopný obvod (obr. 65). V počátečním stavu tranzistor T_1 nevede. Báze tranzistoru T_2 tedy dostává přes odpory R_4 a R_5 proud, který jej otvírá. Při zvětšování napětí báze T_1 se od určité hranice tranzistor T_1 otevře, napětí emitoru vzroste, zmenší napěťový rozdíl na odporu R_5 a tím i proud báze tranzistoru T_2 , který se uzavře. Tento stav trvá, dokud je vstupní napětí nad zmíněnou hranicí. Tuto hranici lze v určitých mezích nastavit trimrem R_2 . Tím se současně nastavuje citlivost Schmittova obvodu, tj. okamžik, kdy začne působit vnější budicí střídavé napětí a tím střída výstupních pulsů (poměr impuls – mezera). Při použití tranzistorů 156NU70 je náběh a doběh kratší než asi $1 \mu s$.

Nevýhodou Schmittova obvodu je potřeba vnějšího budicího generátoru. Používá se proto většinou jen tam, kde je takový generátor k dispozici a tvoří jen jeho doplněk (obr. 49).

V amatérské praxi se častěji používají astabilní generátory kmitů pravoúhlého průběhu, např. podle obr. 66a.

Po připojení napájení se rychlejší z tranzistorů, např. T_2 , otevře. Proud odporem R_{B2} jej udržuje ve vodivém stavu a kolektor je na nulovém potenciálu. Pokles jeho napětí se přenesse jako kladný impuls

Obr. 65. Schmittův
klopný obvod



kondenzátorem C_1 , nabije jej a udržuje tranzistor T_1 v zavřeném stavu. Proudem přes odpor R_{B1} se však náboj zmenšuje, až nakonec se otevře i tranzistor T_1 . Pokles napětí na jeho kolektoru se opět přenesse přes C_2 jako kladný impuls, který zavře T_2 . Oba tranzistory si vymění funkci a celý děj se periodicky opakuje.

Doba jednoho kmitu podle obr. 66b je přibližně

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 \approx 0,7 (R_{B1}C_1 + R_{B2}C_2) \quad (34).$$

V praxi se obvykle volí střída $t_1:t_2 = 1:1$, $R_{B1} = R_{B2} = R_B$; $R_{C1} = R_{C2} = R_C$; $C_1 = C_2 = C$, takže

$$T = \frac{1}{f} \approx 1,4 R_B C \quad (35).$$

Odpory R_B volíme tak, aby proud báze odpovídal (s rezervou pro rozptyl proudového zesílení a mírné nasycení) proudu kolektoru,

$$R_B \approx \frac{1}{(2 \text{ až } 3)} h_{21E} R_C \quad (36).$$

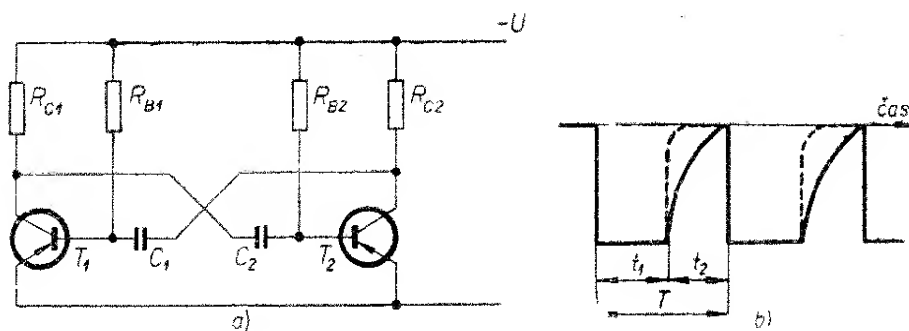
Menší R_B zkracuje sice náběhy, přináší však nebezpečí, že po připojení napájení se otevrou oba tranzistory současně. Propustný proud báze je tak velký, že hradicí impuls přenesený kondenzátorem nestačí k jeho kompenzaci. Pak nezbyvá než R_B zvětšit nebo generátor oživit zkratem jedné báze k zemi, nebo několikrát připojit napájení.

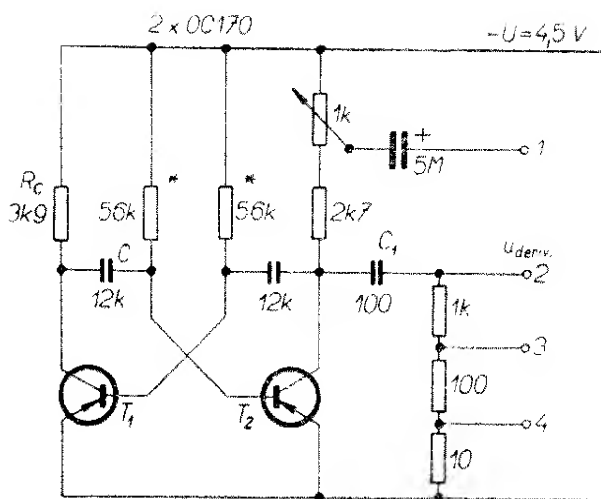
Skutečné zapojení generátoru kmitů pravoúhlého průběhu je na obr. 67. Jeho doba kmitu podle vztahu (35)

$$T \approx 1,4 \cdot 56 \cdot 10^3 \cdot 12 \cdot 10^{-9} \approx 10^{-3} \approx 1 \text{ ms}$$

odpovídá opakovacímu kmitočtu asi 1 kHz. Kolektory protéká maximální proud $U/R_C = 4,5 \text{ V}/3,9 \text{ k}\Omega \approx 1,15 \text{ mA}$. Použité vř tranzistory spínají velmi rychle (v řádu desítek ns; nanosekunda = 10^{-9} s). Výstupní signál pokrývá svými harmonickými pásma až do několika desítek MHz. Aby zátěž příliš neovlivňovala funkci generátoru, je kolektorový odpor tranzistoru T_2 rozdělen. Z menší části se odebírá signál pravoúhlého průběhu s plynule nastavitelným rozkmitem (od 0 do 1,2 V_{ss}) na svorce 1. Kondenzátor C_1 spolu s následujícím děličem tvoří tzv. de-

Obr. 66. Základní
zapojení astabilní-
ho obvodu (a) a
průběhy napětí ko-
lektoru (b)





Obr. 67. Generátor pulsů o kmitočtu 1 kHz

rivační obvod. Hodnoty součástek jsou voleny tak, že na výstupních svorkách 2 až 4 se objeví průběh odpovídající nikoli původnímu, ale jeho změnám (derivacím). Maximální hodnoty tedy dosahuje v okamžiku největší a nejrychlejší změny a nulové tam, kde byl původní signál stálý.

Na obr. 68 je schéma laditelného generátoru pulsů od 15 Hz do 25 kHz. Hodí se dobře pro pokusy se spínacími obvody, pulsní zkoušky jakosti laděných obvodů stability zesilovačů apod. Od předcházejících zapojení se liší v několika detailech. V kolektorových obvodech T_1 a T_2 jsou

hrotové germaniové diody D_1, D_2 (1NN41), které slouží ke zlepšení výstupních průběhů tak, jak je čárkovaně naznačeno na obr. 66b. K plynulému ladění používáme dva lineární vrstevné potenciometry R_3, R_4 (např. typ WN 696 nebo TP 280). Způsob mechanického spřažení je shodný s obr. 51. Máme-li možnost, vybereme dva kusy, jejichž celkový odpor dráhy se liší co nejméně. U tohoto méně náročného přístroje by bylo možné uvažovat o některém z tandemových typů.

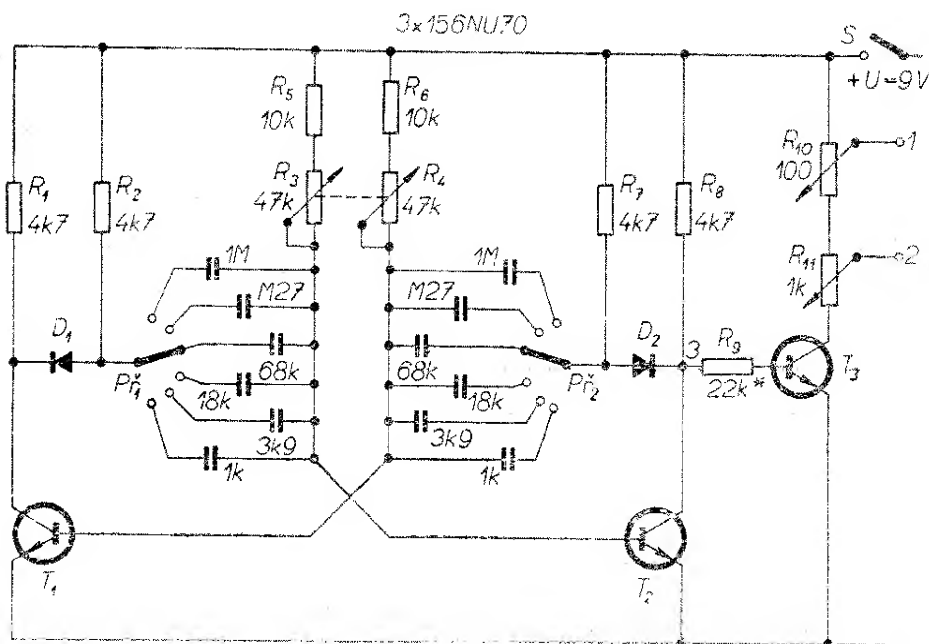
Hodnoty kondenzátorů vypočteme z upraveného vztahu (31), např. pro první rozsah ($f_{\min} = 15 \text{ Hz}$)

$$C = \frac{1}{1,4 f R_B} =$$

$$= \frac{1}{1,4 \cdot 15 \cdot (10 + 47) \cdot 10^3} \doteq 0,85 \mu\text{F},$$

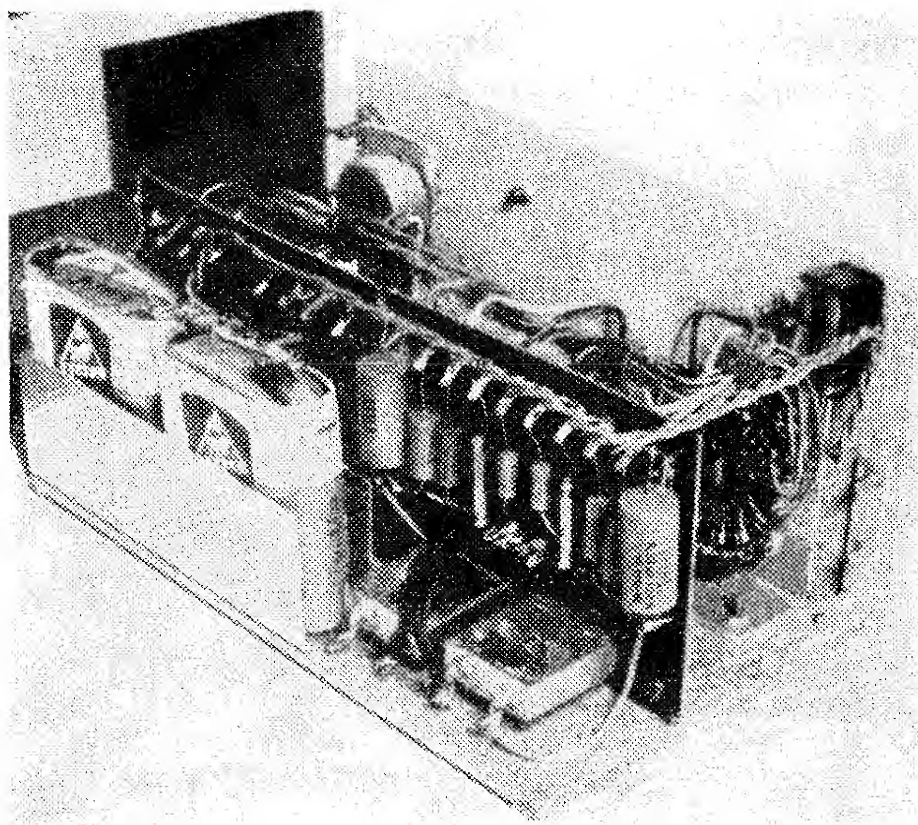
takže zvolíme z řady E12 krabicový typ MP-1M. K přepínání rozsahů slouží dvou-pólový šestipolohový přepínač. Jeho úprava již byla popsána.

K bodu 3 je připojen oddělovací zesilovač osazený tranzistorem T_3 . Také tento tranzistor pracuje jako spínač a poněkud zlepšuje tvar (zkracuje náběhy a doběhy) výstupních pulsů. Máme-li k dispozici osciloskop se zesilovačem svislého vychylování alespoň do 1 MHz, zkusíme opti-



Obr. 68. Generátor pulsů o kmitočtu 15 Hz až 25 kHz

Obr. 69. Vnitřní uspořádání generátoru pulsů



mální tvar vyhledat změnou R_9 . Příznivě působí malý kondenzátor (řádu desítek pF) paralelně k R_9 . Rozkmit výstupního napětí odpovídá prakticky napájecímu napětí, tj. asi $9 V_{ss}$. Na odporu R_9 můžeme tedy nastavit napětí od 0 do $0,8 V_{ss}$, na R_{11} od 0,8 do $9 V_{ss}$.

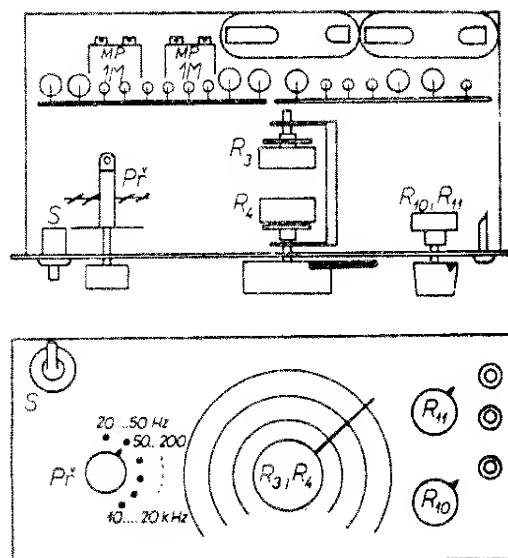
Rozložení součástek a celkové uspořádání generátoru je zřejmé z obr. 69 a 70.

Střední část základní desky zaujímá přepínač rozsahů P_r , spřažené potenciometry R_3, R_4 a oba nastavovací potenciometry R_{10}, R_{11} . Rovnoběžně se základní deskou jsou umístěny dvě pertinaxové desky o rozměrech 80×120 mm. Jedna nese kondenzátory přepínače rozsahů, druhá všechny ostatní drobné součástky. Zcela vzadu je držák s bateriemi. Potíže s rozkmitáním (viz výklad k obr. 68) zmenšíme tím, že před zapnutím spínače napájení S vytočíme potenciometry R_3, R_4 k dolnímu kmitočtovému okraji (R_3 a R_4 mají největší odpor). Jinak však stačí přepnout rozsah nebo „cvaknout“ několikrát spínačem S .

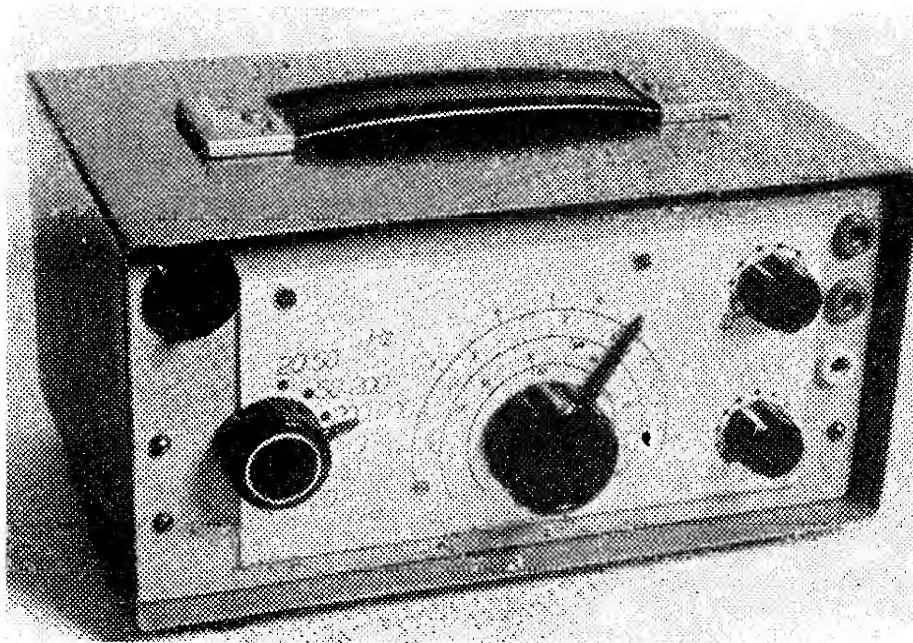
Celkový vzhled generátoru pulsů je na obr. 71.

Podstatného zjednodušení dosáhneme

komplementárním zapojením podle obr. 72. Jsou v něm použity vf tranzistory, i když opakovací kmitočet se obvykle volí v akustickém pásmu. Dosáhneme tím strmých náběhových i doběhových hran a tím širokého pásma vyšších harmonických.

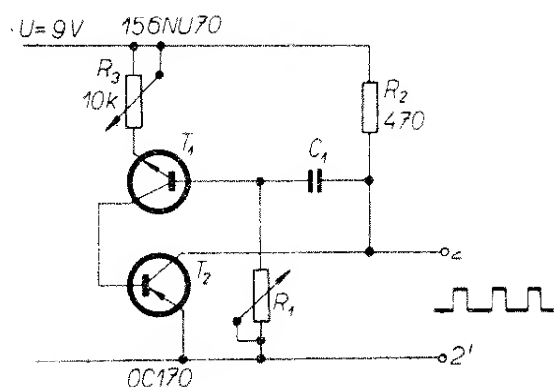


Obr. 70. Rozložení součástek, dílů a ovládacích prvků generátoru pulsů



Obr. 71. Generátor
pulsů v krytu

Po zapojení napájecí baterie se přes R_1 a R_2 nabíjí kondenzátor C_1 . Před ukončením nabíjení se přes R_1 , R_3 otevírá tranzistor T_1 a proud protékající jeho kolektorovým obvodem otevře i tranzistor T_2 . Tím se uzemní přes T_2 vývod C_1 spojený se svorkou 2 a jeho vybíjecím proudem se oba tranzistory úplně otevřou. Napětí na svorkách 2, 2' klesne k nule. Pokles vybíjecího proudu C_1 znamená opětné zavření T_1 i T_2 ; mezi 2, 2' je přes R_2 plné napětí baterie. Kondenzátor C_1 se začne znovu nabíjet a celý děj se opakuje. Jeho opakovací kmitočet závisí především na C_1 a R_1 (plynulá regulace). Odpor R_3 určuje dobu vybíjení C_1 a tím délku impulsu. Snadno lze dosáhnout střidy až 1 : 100.



Obr. 72. Astabilní obvod s komplementárními tranzistory

V pokusném vzorku pro kmitočet 5 kHz byl $C_1 = 1\text{k}$, $R_1 = \text{M}47$ a pro 1 kHz se C_1 zvětšil na 5M.

Generátor napětí pilovitého průběhu je na obr. 73a. Používá se jako časová základna osciloskopu nebo generátor zkušebního napětí pro nf a středofrekvenční zesilovač (20 kHz ÷ 150 kHz); svým spektrem zasahuje do oblasti desítek MHz.

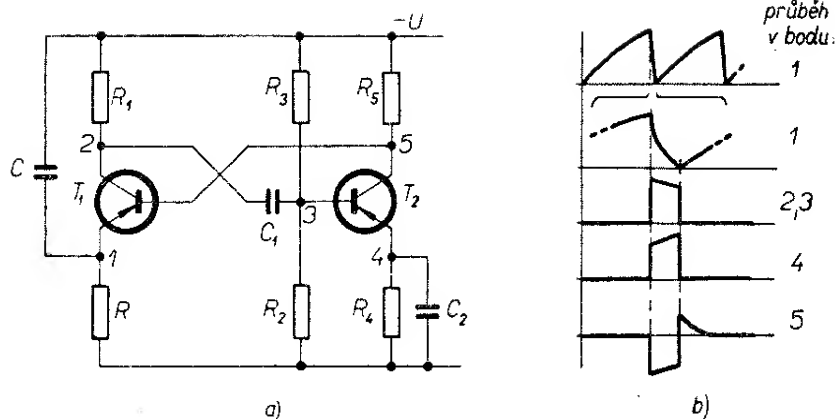
Kondenzátor C se nabíjí přes odpor R . Tranzistor T_1 nevede, neboť jeho emitor má proti bázi záporné napětí. Současně s nabíjením kondenzátoru C stoupá napětí na emitoru. Jakmile přestoupí napětí báze, T_1 se otevře a přes odpor R_1 se vybije kondenzátor C . Časová konstanta tohoto zpětnovazebního cyklu je volena tak, aby doba vybití byla zanedbatelně krátká proti době nabíjení a přesto stačila k dostatečnému vybití kondenzátoru C . Předpokladem je malý odpor vybíjecí cesty, zvláště odporu R_1 .

Přibližné průběhy napětí v důležitých bodech schématu jsou na obr. 73b. Kromě napětí pilovitého průběhu v bodě 1 je zapojení zdrojem úzkých pulsů pravoúhlého průběhu v bodech 2 až 5.

Doba jednoho kmitu je přibližně

$$T = \frac{1}{f} = RC \ln \left[\frac{R_3 R_2}{(R_2 + R_3) R_4} - 1 \right] \quad (37)$$

Obr. 73. Základní zapojení generátoru kmitů pilovitého průběhu



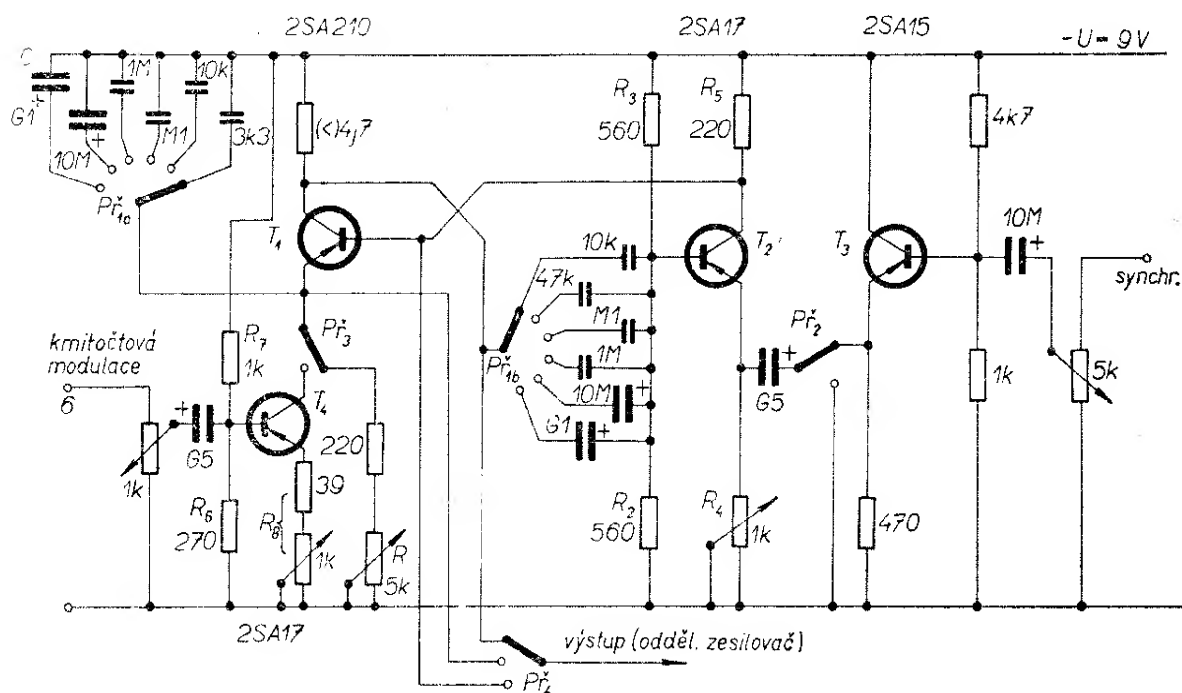
a mění se obvykle změnou odporu R . Aby byl průběh napětí na nabíjeném kondenzátoru pokud možno lineární, musí být odpor R co největší. V opačném případě je průběh exponenciální (obr. 73b, bod 1). Nemá-li však potřebné napájecí napětí U přestoupit rozumnou hodnotu 10 až 20 V, je lépe nahradit odpor R vnitřním odporem tranzistoru (T_4) tak, jak je tomu v úplném zapojení generátoru na obr. 74.

Základní obvod je osazen tranzistorem T_1 a T_2 . Přepínačem P_{1a} se zhruba nastaví kmitočet v rozsahu 1 Hz až 1,5 MHz. Druhý segment tohoto přepínače (P_{1b}) mění

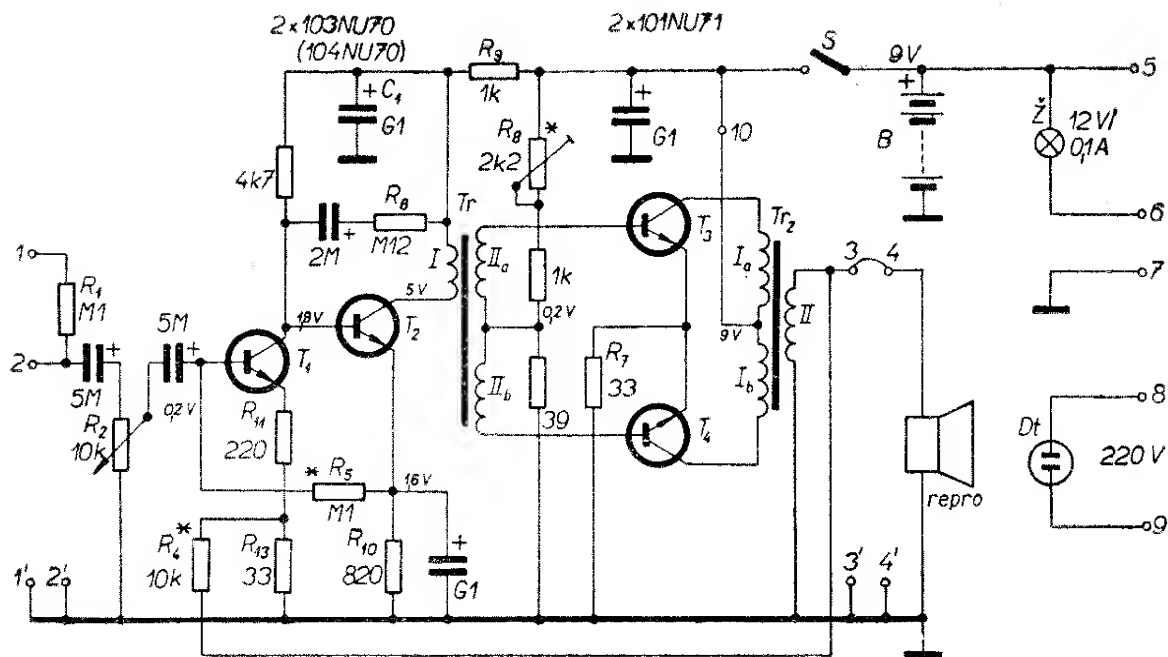
časovou konstantu vybíjení. Přepínačem P_{1c} se připojuje vnější synchronizace z oddělovacího tranzistoru T_3 .

V pravé (zakreslené) poloze přepínače P_{1c} se řídí kmitočet proměnným odporem R a průběh kmitů je exponenciální. V levé poloze se využívá k nabíjení zvoleného kondenzátoru C tranzistoru T_4 , jehož vnitřní odpor (a tím i kmitočet) se řídí změnou odporů R_5 . Lineární průběh má dobu kmitu přibližně

$$T = \frac{1}{f} = C \frac{R_5 R_2 (R_6 + R_7) R_8}{(R_2 + R_3) R_4 R_6} \quad (38).$$



Obr. 74. Skutečné zapojení generátoru kmitů pilovitého průběhu

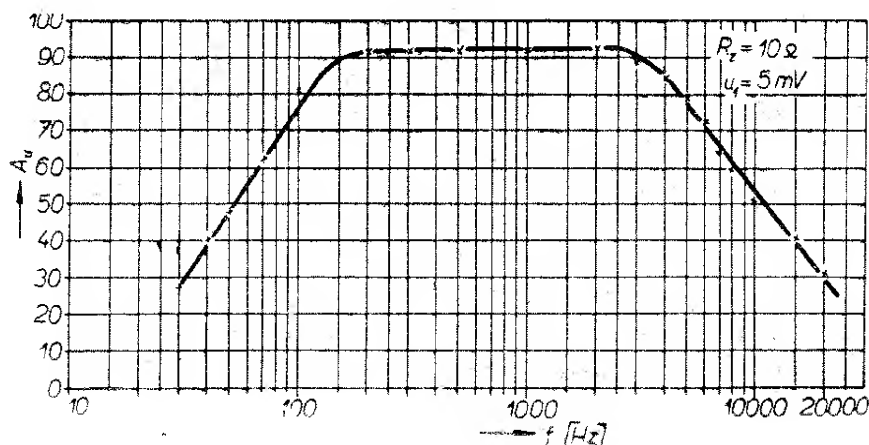


Obr. 76. Zapojení sledovače signálu

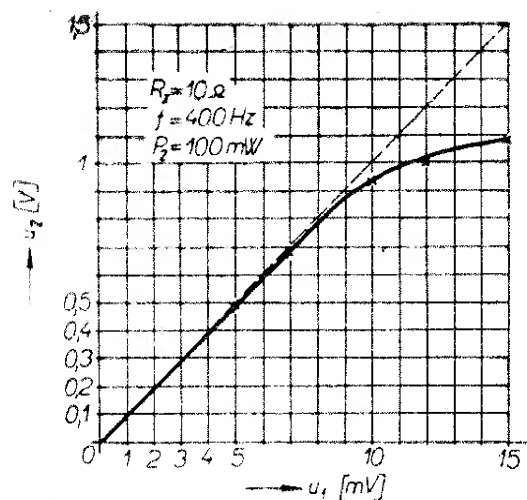
stabilizovány dvoustupňovou zpětnou vazbou přes odpor R_5 . Kromě toho přispívá ke stabilizaci proudová zpětná vazba v emitorech (odpory R_{13} , R_{10} , R_{11}). Výkonový stupeň používá transformátory Jiskra ($Tr_1 = BT38$; $Tr_2 = VT38$) nebo vlastní výrobky navinuté podle tab. 6. Dvojčinný koncový stupeň byl v literatuře již mnohokrát popsán a není snad třeba vysvětlovat jeho funkci. Odporovým trimrem R_8 nastavíme klidový proud obou tranzistorů T_3 a T_4 v bodě 10 na 3 až 5 mA a polohu jeho běžce zajistíme zakápnutím. Typy tranzistorů nejsou kritické. Jako T_1 , T_2 použijeme např. 103NU70 až 107NU70. K osazení výkonového stupně (T_3 , T_4) se nejlépe hodí párovaná dvojice 2-101NU71 apod.

K vinutí II transformátoru Tr_2 je přes propojovací kolík 3—4 připojen reproduktor ARO 380. Vnější reproduktor nebo sluchátka připojíme mezi zdířky 3, 3'. Vstupní signál přivedeme buďto na vstupní svorky 2, 2' (vstupní odpor asi 10 k Ω), nebo 1, 1' (vstupní odpor asi 100 k Ω).

Parametry zesilovače jsou stabilizovány několika střídavými zápornými zpětnými vazbami. V jednotlivých stupních působí proudové střídavé vazby na odporech $R_{11} + R_{13}$ a R_7 . Kromě toho je zavedena větev zpětné vazby z bodu 3 do emitoru T_1 na odpor R_{13} a větev z kolektoru tranzistoru T_2 do jeho báze. Velikost R_4 můžeme při uvádění do chodu mírně pozměnit, aby napětové



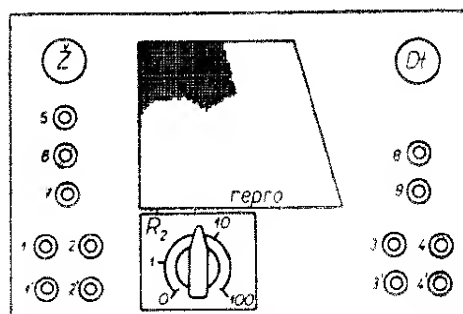
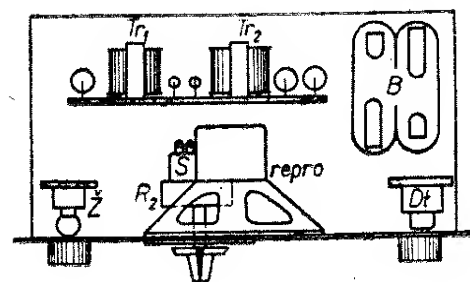
Obr. 77. Kmitočtová charakteristika sledovače signálu



Obr. 78. Amplitudová charakteristika sledovače signálu

zesílení zesilovače A'_u mělo zaokrouhlenou hodnotu. Kdyby se snad po zavedení vazby z vinutí II transformátoru Tr_2 objevilo rušivé kmitání, změníme smysl tohoto vinutí.

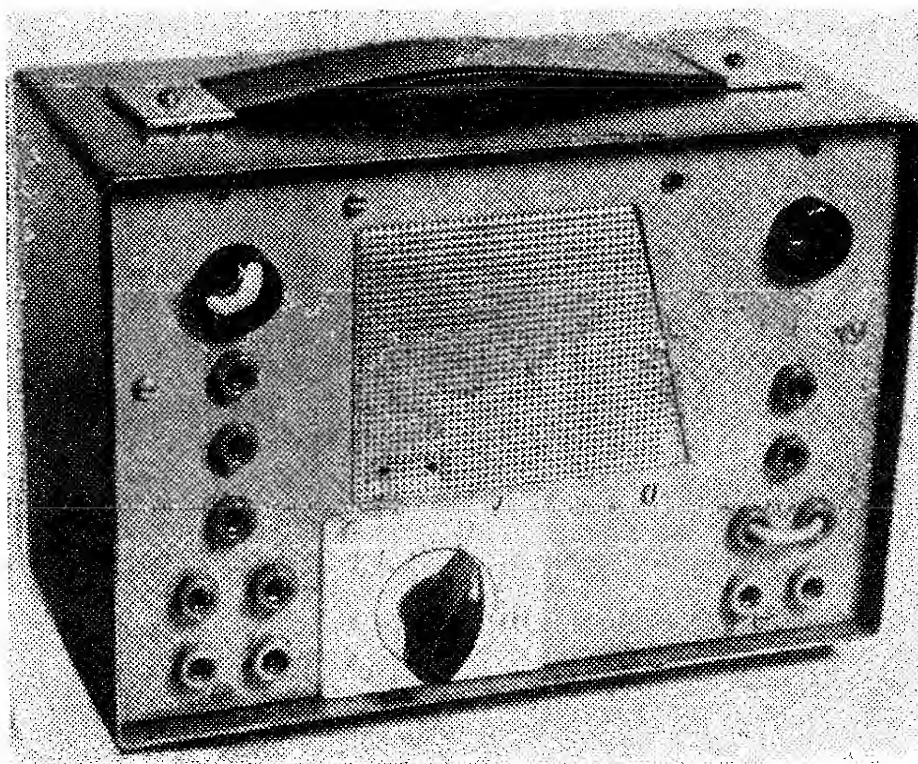
Na obr. 77 je kmitočtová charakteristika. S poklesem 3 dB je zesilováno pásmo 70 Hz až 7 kHz. Amplitudová charakteristika na obr. 78 ukazuje, že maximální výstupní výkon $P_{2\max} \approx 100$ mW. Činitel



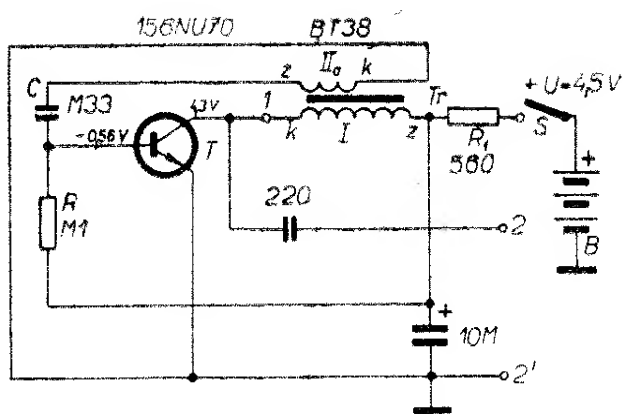
Obr. 79. Rozložení součástek, dílů a ovládacích prvků sledovače signálu

harmonického zkreslení na $f = 400$ Hz je při $P_2 = 50$ mW asi 1 %. Při $P_{2\max}$ stoupne asi k 10 %.

Do sledovače je vestavěna i žárovková a dvoutnavková zkoušečka (zdířky 5 až

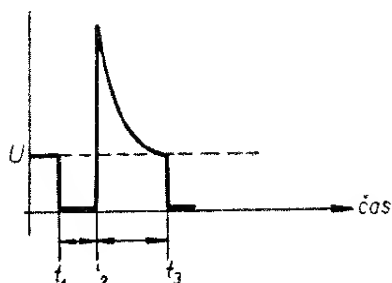
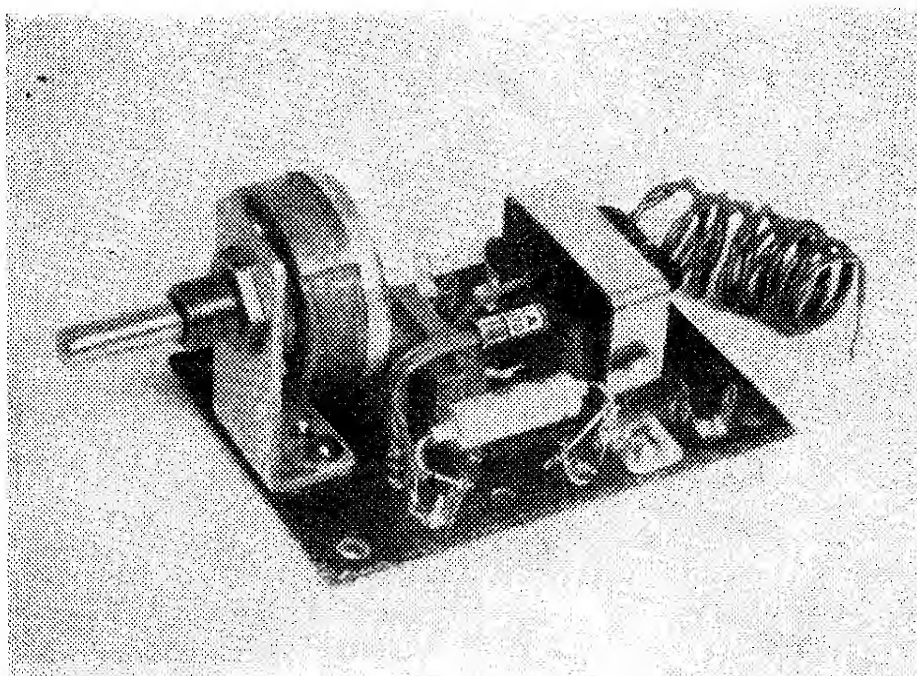


Obr. 80. Vnější vzhled sledovače signálu v krytu



Obr. 81. Blokovací oscilátor

Obr. 82. Blokovací oscilátor z obr. 81



Obr. 83. Průběh napětí blokovacího oscilátoru

9). Žárovka \bar{Z} i doutnavka Dt jsou chráněny proti dopadu přímého světla duralovým krytem (trubkou) o \varnothing 20 mm.

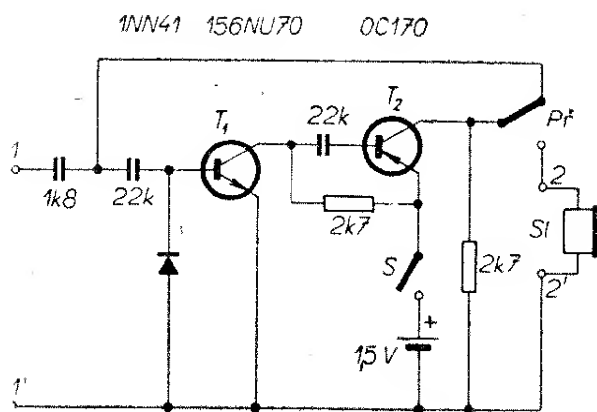
Rozložení součástek, dílů a ovládacích prvků je zřejmé z obr. 79. Na čelním panelu je připevněna (se stínícím krytem) žárovka a doutnavka. Reprodukční je zprvu zakryt ozdobnou sítkou z přijímače Doris. Čelním panelem prochází hřídel potenciometru R_2 , na němž je upevněn šipkový knoflík. Stupnice je ocejchována přímo v hodnotách napětového zesílení. Číselné označení zdírek odpovídá schématu na obr. 76. Rovnoběžně se zadní stěnou stojí pertinaxová deska o rozměrech 120 × 80 mm s drobnými součástkami a oběma transformátory. Vpravo vzadu

jsou umístěny dvě ploché baterie B v držáku.

Celkový pohled na hotový sledovač signálu je na obr. 80.

Řekli jsme si již, že při kontrole může být zesilovač buzen spojitým spektrem – v praxi spektrem, v němž se vyšší harmonické kmitočty v odstupech po několika stech Hz rozkládají přes hlavní rozhlasová pásma, a vysvětlili jsme si i základní teoretické vazby a některá použitelná zapojení.

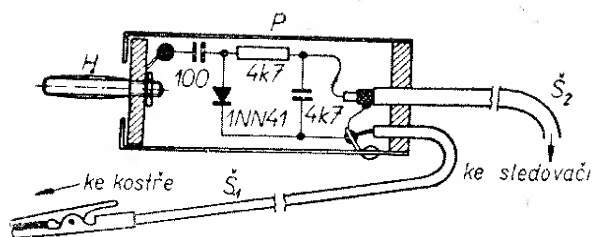
Jako zdroj spojitého spektra pro sledovač signálu se však nejčastěji používá blokovací oscilátor podle obr. 81, 82. Po při-



Obr. 84. Sledovač signálu a generátor signálů pravoúhlého průběhu

pojení napájení se tranzistor otevře proudem báze přes odpor R . Mezi kolektorem a emitorem je v čase od t_1 do t_2 nulové napětí (obr. 83). Plné napájecí napětí je na primárním vinutí, jehož proud stoupá lineárně s časem. Po nasycení magnetického jádra nebo proudu kolektoru se vzrůst zastaví a přes kondenzátor C se do báze indukuje hradící napětí. Tranzistor se uzavře a energie nashromážděná v jádru se uvolní napětovou špičkou v době od t_2 do t_3 . Celý děj se periodicky opakuje. Strmé náběhy jsou zdrojem širokého spektra vyšších harmonických kmitočtů. Jejich ztráty v nf transformátoru lze zmenšit zařazením vf tlumivky do bodu 1 (např. odlaďovací středovlnná cívka).

Transformátor Tr je výrobek Jiskra BT38 nebo Tr_1 z tab. 6. Jedno ze sekundárních vinutí není využito. Pro správnou funkci je třeba zachovat vyznačený smysl vinutí. S výjimkou zmíněného nasycení není proud kolektoru omezen, takže při neopatrném zacházení lze tranzistor snadno poškodit. Proto je zařazen omezovací odpor R_1 , blokový kondenzátorem 10M. Výstupní signál odbíráme mezi svorkami 2, 2'. Pak stačí



Obr. 86. Průřez vf sondou

zapojit mezi body 2, 2' kapacitní dělič z obr. 60.

K mechanickému uspořádání bylo již uveřejněno mnoho návrhů. Domnívám se, že i v tomto případě je vhodné řešit je formou samostatného přístroje.

Užitečné zapojení na obr. 84 sdružuje jak generátor spojitého spektra, tak i přímozesilující neladěný přijímač vf signálu.

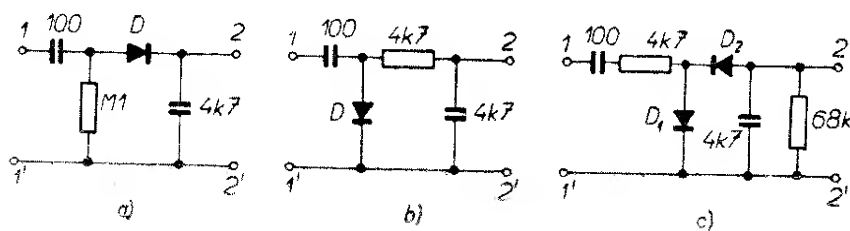
Zařízení uvedeme do chodu spínačem S . V horní poloze přepínače $Př$ je uzavřena smyčka kladné zpětné vazby. Komplementární dvojice tranzistorů pracuje jako generátor kmitů pravoúhlého průběhu kolem 750 Hz, jehož spektrum však pokrývá pásmo až do několika desítek MHz.

V dolní poloze přepínače $Př$ se obvod změnil ve dvoustupňový zesilovač s detekční diodou na vstupu a sluchátky Sl na výstupu.

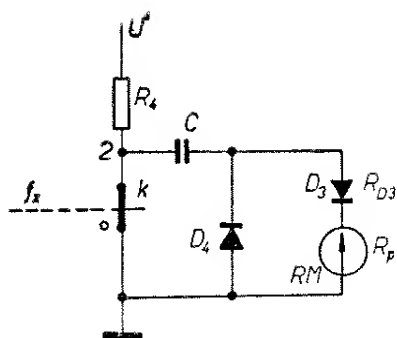
Některá možná uspořádání vf sondy, potřebné ke sledování signálu ve vf obvodech, jsou na obr. 85 a 86.

Měřiče kmitočtu

Spínacích vlastností tranzistoru lze využít ke zhotovení jednoduchého měřiče kmitočtu. Je založen na nabíjení kondenzátoru pevným napětím a údaj se přímo čte na stupnici ručkového měřidla.



Obr. 85. Detekční obvody pro měření vf napětí



Obr. 87. Základní zapojení přímoukazujícího měřiče kmitočtu

Základní zapojení je na obr. 87. V klidu je kontakt k sepnut. Odpořem R_4 protéká proud U'/R_4 a bod 2 má nulové napětí. Rozpojí-li se kontakt k , začne protékat proud obvodem: zdroj $U' - R_4 - C - D_3 - RM$. Do kondenzátoru C se uloží náboj

$$Q = CU' \quad (39).$$

Po opětovém rozpojení kontaktu se tento náboj vybije obvodem: $C - \text{kontakt } k - D_4$.

Kmitá-li kontakt k periodicky v rytmu neznámého měřeného kmitočtu f_x , protéká ručkovým měřidlem RM proud

$$I_{RM} = Qf_x = CU'f_x \quad (40).$$

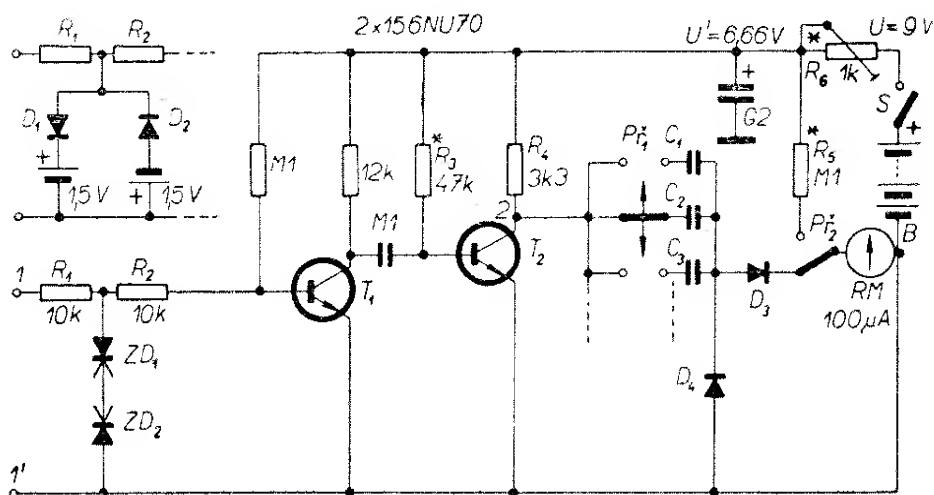
Pokud jsou C a U' stálé, závisí proud a tím výchylka ručky lineárně jen na kmitočtu f_x a stupnice tedy může být

cejchována přímo v Hz nebo v kHz. Odvození ovšem platí za předpokladu, že rozpojení kontaktu je tak dlouhé, aby se kondenzátor C stačil přes odpory R_4 , R_{D3} a R_p nabít např. na 99 % hodnoty U' . Při sepnutí je situace příznivější, neboť náboj se vybíjí jen přes odpor diody D_4 .

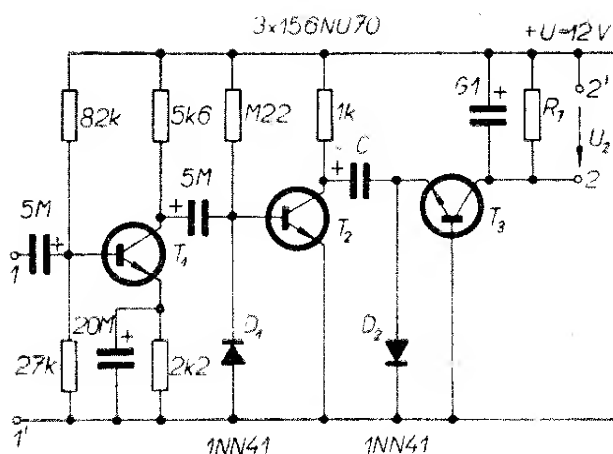
Skutečné zapojení přímoukazujícího měřiče kmitočtu je na obr. 88. Za vstupními svorkami je zapojen útlumový člen složený z odporů R_1 , R_2 a Zenerových diod ZD_1 , ZD_2 (typy s nejmenším napětím 1N70 nebo sovětské D815A, které mají menší kapacitu). Útlumový člen chrání vstupní obvod před přetížením a tím dovoluje měřit kmitočet při vstupním napětí od desetin voltů do několika desítek voltů.

Zenerovy diody lze nahradit běžnými hrotovými diodami (1NN41) s předpětím 1,5 V tak, jak je naznačeno v levém horním rohu obrázku 88. Oba tranzistory dvoustupňového zesilovače T_1 , T_2 pracují jako omezovače. Odpor R_3 je zvolen tak, aby v klidu (bez předpětí) byl tranzistor T_2 otevřen a mezi bodem 2 a zemí bylo $U_{CE0} < 0,1$ V. Při správné funkci obou tranzistorů se libovolný periodický vstupní průběh změny na obdélníkový. Tranzistor T_2 pak plní známou funkci kontaktu k z obr. 87.

Hodnoty kondenzátorů C_1 , C_2 atd. závisí na zvolených rozsazích a vlastnostech ručkového měřidla. Předpokládejme např., že použijeme měřidlo 100 μA a vzhledem k jeho stupnici se také rozhodneme pro rozsahy 100 Hz, 1000 Hz



Obr. 88. Zapojení měřiče kmitočtu se dvěma diodami ve vstupním obvodu



Obr. 89. Zapojení měřiče kmitočtu s diodou a tranzistorem ve výstupním obvodu

atd. Pak z upraveného vztahu (40) vypočteme pro rozsah 100 Hz

$$C = \frac{I_{RM}}{U' f_x} = \frac{100 \cdot 10^{-6}}{6,66 \cdot 100} = 0,15 \cdot 10^{-6} \pm 0,15 \mu F.$$

Nyní je zřejmý i důvod volby tak nezvyklého $U' = 6,66$ V; jeho převrácená hodnota odpovídá hodnotě kapacity z řady E12. Podobně vypočteme i kapacity pro ostatní rozsahy. Není ovšem vyloučeno, že na rozsazích od několika kHz výše bude třeba hodnoty zkusmo „doladit“ podle vnitřních kapacit T_2 , indukčnosti měřidla atd.

Amatérskými prostředky lze sestavit přímoukazující měřič kmitočtu až asi do 20 nebo 30 kHz.

Popisovaný měřič napájíme ze dvou plochých baterií napětím $U = 9$ V. Protože toto napětí za provozu klesá, je zařazen srážecí odpor R_0 , jímž nastavujeme hodnotu $U' = 6,66$ V. Ke kontrole a nastavení slouží opět měřidlo RM , které přepnutím přepínače $Př_2$ připojíme k napájecí větvi.

Typy tranzistorů nejsou kritické, nejlépe snad vyhoví 156NU70.

Jiné zapojení je na obr. 89. Na rozdíl od předcházejícího převádí kmitočet nikoli na proud, ale na napětí U_2 .

Tranzistor T_1 zesiluje vstupní signál, T_2 pracuje jako omezovač. Jejich pracovní podmínky jsou zvoleny tak, že

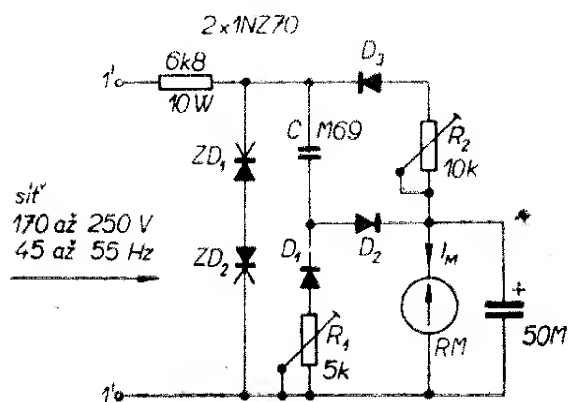
tranzistor T_2 spolu s diodou D_1 plní funkci spínače již od vstupního napětí několika desítek mV. Funkce kondenzátoru C je stejná jako v předcházejícím případě. Jedna z diod je však nahrazena emitorovým přechodem tranzistoru T_3 . Jeho výstupní kolektorový proud a tím i spád napětí U_2 na odporu R_7 jsou přímo úměrné měřenému kmitočtu

$$U_2 = CR_7 U a_b f_x \quad (41).$$

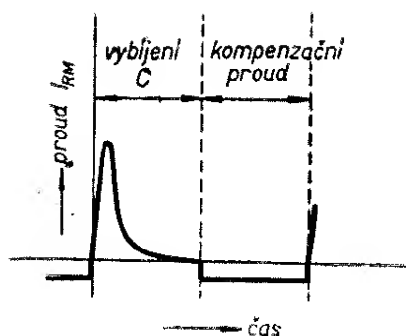
Kromě zvolených rozsahů musíme při volbě C , R_7 a U respektovat i proudový zesilovací činitel a_b tranzistoru T_3 . Aby na kolektoru T_3 vždy zbylo určité napětí, potřebné k dobré funkci, volíme $U_2 < (0,8 \text{ až } 0,9)U$.

Na obr. 90 je užitečné zapojení měřiče kmitočtu síťového napětí. Ve srovnání s předcházejícími má tu zvláštnost, že měří kmitočet jen v malém rozsahu (od 45 do 55 Hz). Jiné kmitočty v tomto případě nepřicházejí v úvahu. Další zajímavostí je i to, že je založen na použití diod jako spínačů.

Aby se zmenšil vliv kolísání napětí na přesnost měření, je na vstupu měřiče zapojena omezovací dvojice diod ZD_1 , ZD_2 . Typy 1NZ70 mají nejmenší kolísání Zenerova napětí s teplotou. Při kladné půlvlně na svorce I' se přes odpor R_1 a diodu D_1 nabije kondenzátor C . V další půlperiodě vybudí náboj kondenzátoru C přes D_2 a ručkové měřidlo proud, který je úměrný kapacitě C a opakovacímu kmitočtu vybíjení, tj. kmitočtu sítě.



Obr. 90. Měřič kmitočtu sítě



Obr. 91. Časový průběh proudu měřidlem

Použijeme-li ručkové měřidlo o citlivosti $100 \mu\text{A}$ a odpor asi 840Ω , je třeba, aby změna kmitočtu $55 \text{ Hz} - 45 \text{ Hz} = 10 \text{ Hz}$ způsobila změnu proudu o $100 \mu\text{A}$. Dále je však třeba potlačit (kompenzovat) základní proud příslušný kmitočtu 45 Hz . Jen tak dosáhneme toho, aby původní nule stupnice odpovídal kmitočet 45 Hz , 50. dílku kmitočet 50 a konečně plné výchylce kmitočet 55 Hz .

K zavedení kompenzačního proudu slouží obvod R_2, D_2 (obr. 91).

K uvádění do chodu se nejlépe hodí nf generátor s výkonovým zesilovačem, schopným dodat alespoň 200 V do zátěže asi $6 \text{ k}\Omega$. Při kmitočtu 45 Hz nastavíme trimrem R_2 nulovou výchylku, při 55 Hz trimrem R_1 plnou výchylku.

Neškodí osvěžit si školní znalosti o jednom z můstků, jehož vyrovnání závisí na kmitočtu (obr. 92a). Mezi svorky $1, 1'$ přivádíme signál o neznámém kmitočtu, mezi $2, 2'$ je připojen nulový indikátor (sluchátka, milivoltmetr). Obecně bude můstek vyrovnán, jestliže

$$\frac{Z_2}{Z_1} = \frac{Z_3}{Z_4} \quad (42).$$

V našem případě

$$Z_1 = R_1; Z_2 = R_2; Z_3 = R_3 + \frac{1}{j\omega C_3};$$

$$\frac{1}{Z_4} = \frac{1}{R_4} + j\omega C_4 \quad (43),$$

takže po dosazení a oddělení reálné a imaginární složky

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R_4} + \frac{C_3}{C_4}$$

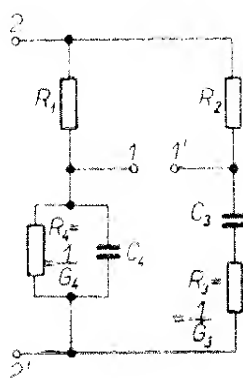
$$f_0^2 = \frac{1}{4\pi^2} \frac{1}{C_3 C_4 R_3 R_4} =$$

$$= \frac{1}{4\pi^2} \frac{G_3 G_4}{C_3 C_4} \quad (44).$$

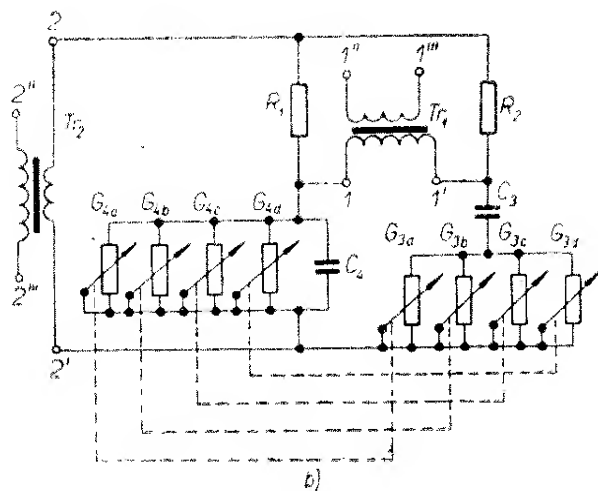
Obvykle se volí $R_3 = R_4; C_3 = C_4$ a proto $R_2 = 2R_1$. Dále lze vztah (44) upravit

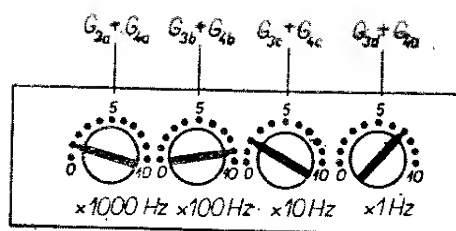
$$f_0 = \frac{G_3}{2\pi C_3} = \frac{G_4}{2\pi C_4} \quad (45),$$

takže kmitočet, při němž je můstek vyrovnán, je přímo úměrný vodivosti G_3 a G_4 . Stačí tedy rozdělit podle obr. 92b dolní odporové členy do sprážených dvojic přepínačů s odpory, jejichž stupnice jsou přímo cejkovány v Hz , desítkách Hz , stovkách Hz atd. (obr. 93). Aby se odstranil vliv nesymetrických vstupních a výstupních obvodů vnějších přístrojů



Obr. 92. Můstek na měření kmitočtů





Obr. 93. Uspořádání stupnic můstku na měření kmitočtů

jsou svorky 1, 1' a 2, 2' opatřeny nf transformátory.

Popsaný můstek se používá k měření kmitočtů asi od 10 Hz do 100 kHz. Přesnost profesionálních výrobků je obdivuhodná, chyba nepřesáhne $\pm 0,01\%$ nebo ± 1 Hz. Měřený kmitočet se zjistí součtem údajů všech ukazatelů, na obr. 93 tedy $(1 \times 1000) + (9 \times 100) + (2 \times 10) + (7 \times 1) = 1927$ Hz.

K měření kmitočtů od sta kHz do desítek MHz se nejlépe hodí tzv. sací měřiče. Lze je použít také k měření kmitočtů laděných obvodů. Takové měřiče pro zmíněná pásma byly v RK a AR několikrát popsány [1], [2], bylo by proto zbytečné podobný popis znovu opakovat. Všimněme si však zapojení vhodného pro vyšší kmitočty.

Pro vyšší oblast kmitočtů (2 až 200 MHz) se hodí zapojení podle obr. 94, kde tranzistor T_1 pracuje v zapojení se společnou bází a kapacitní vazbou mezi kolektorem a emitorem. Není vyloučeno, že podle vlastností použitého tranzistoru bude třeba individuálně upravit kapacitu vazebního kondenzátoru C_1 . Hlavní vý-

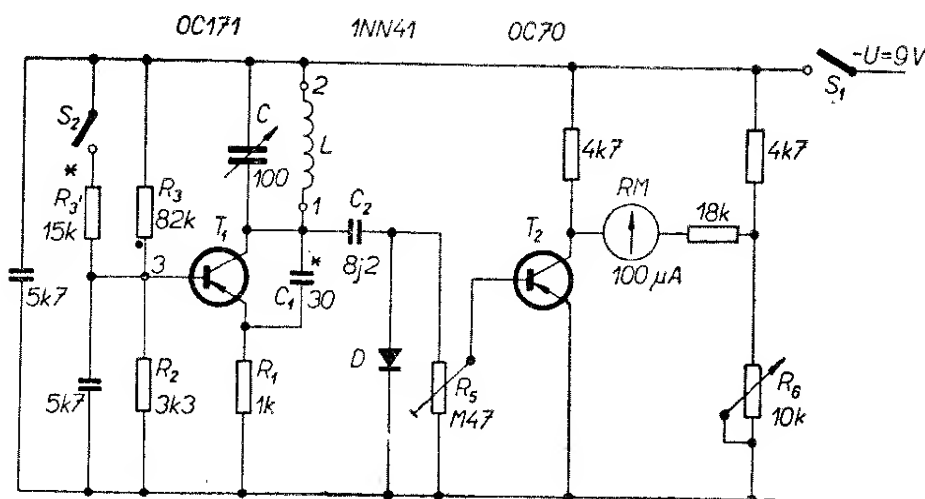
Tab. 8.

	Rozsah kmitočtů [MHz]	Vlastnosti cívky L		
		počet závitů	Ø drátu [mm]	Ø cívky [mm]
1	2 až 3,7	120	0,1	19
2	3,2 až 6,8	40	0,2	19
3	6,5 až 13,8	14	0,2	19
4	13,5 až 28	5	0,2	19
5	26 až 40	2	0,2	19
6	38 až 65	2	2	10
7	60 až 120	1	2	10
8	110 až 200	*)	2	*)

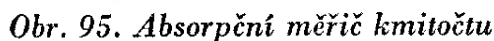
*) Smyčka o délce 60 mm

hodou zapojení je vinutí výměnných cívek L bez odboček nebo sekundárních vazebních vinutí. Potřebné údaje jsou v tab. 8.

Pracovní bod kmitajícího tranzistoru T_1 je nastaven stabilizačním obvodem s odpory R_1 až R_3 . Na nejvyšších pásmech (> 38 MHz) je třeba posunout pracovní bod do oblasti větších proudů. Slouží k tomu odpor R_3' , připínaný spínačem S_2 . Je ovšem možné použít pro cívku i třípólový konektor, který má na vyšších pásmech mezi vývody 2, 3 zapojen odpor optimální hodnoty.



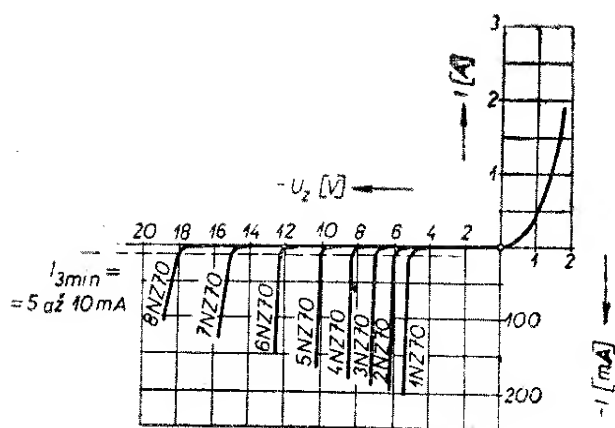
Obr. 94. Sací měřič kmitočtu



Přesnost měření kmitočtů sacími měřiči není valná. Je to způsobeno změnami vnitřních parametrů tranzistoru, které se uplatní tím spíše, že tranzistor pracuje na většině rozsahů s velkou rezervou kladné vazby. Přesnější výsledky dává absorpční měřič kmitočtu podle obr. 95. Rezonanční obvod C, L_1 je volně vázán vinutím L_2 na detekční diodu D a bázi tranzistoru T . Použitý typ diody ani tranzistoru není kritický. Ručkové měřidlo RM (s rozsahem 300 až 500 μA) je v můstkovém zapojení a vyrovňáváme je na nulovou výchylku před zahájením měření odporem R_1 . Usměrněný signál zvětší kolektorový proud, napětí U_{CE} klesne a od kladnějšího bodu I děliče protéká měřidlem proud.

Konstrukční uspořádání bude stejné jako u sacích měřičů.

Konstruktéři elektronických zařízení čelí těmto vlivům důkladnou stabilizací pracovních bodů a hlavně zavedením záporné zpětné vazby. Někdy to však není možné, např. u vf zesilovačů a spínacích obvodů. Tam se pak uplatní stabilizace napájecího napětí. Při konstrukci takových napáječů je však třeba mít součástku, která je zdrojem tzv. srovnávacího nebo referenčního napětí. S tímto napětím se pak srovnává kolísající hlavní napájecí napětí a dalším elektronickým obvodem se upravuje na stálou hodnotu. U elektronkových napáječů byla takovou referenční součástkou stabilizační doutnavka pro napětí od několika desítek do stovek voltů. U tranzistorových obvodů nebyl ještě do nedávné doby takový prvek k dispozici. Proto stabilizované zdroje používaly mnohdy galvanické články a dokonce i referenční Westonovy články, které při malém vybíjecím proudu držely jmenovité napětí



Obr. 96. Stejnoseměrné charakteristiky Zenerových diod

i po dobu několika měsíců. Teprve před několika lety se objevila tzv. Zenerova dioda. Je to dioda, která má v závěrném směru ostře vyjádřený ohyb stejnosměrné charakteristiky (obr. 96). Podle použité technologie mají jednotlivé typy závěrné napětí od několika voltů do několika desítek voltů. Nejjednodušší uspořádání stabilizačního obvodu se Zenerovou diodou je na obr. 97. Usměrněné a vyfiltrované napětí U_1 kolísá tak, jak kolísá napětí sítě nebo baterie. Odporem R_1 protéká jednak proud I_2 , který spotřebuje zatěžovací obvod R_2 , jednak proud I_3 , který udržuje pracovní bod Zenerovy diody bezpečně za ohybem závěrné charakteristiky. Podmínkou správné funkce je, aby při minimálním vstupním napětí $U_{1\min}$ a maximálním proudu do zátěže $I_{2\max}$ neklesl proud Zenerovou diodou pod potřebnou mez $I_{3\min}$, takže

$$R_1 < R_{1\max} = \frac{U_{1\min} - U_Z}{I_{3\min} + I_{2\max}} \quad (46).$$

Naopak při maximálním vstupním napětí $U_{1\max}$ a minimálním odběru $I_{2\min}$ nesmí přestoupit proud diodou mez doporučenou výrobcem $I_{3\max}$ nebo přípustnou ztrátu na diodě $P_{D\max}$. Proto volíme

$$R_1 > R_{1\min} = \frac{U_{1\max} - U_Z}{I_{3\max} + I_{2\min}}$$

$$\text{nebo } \frac{U_Z (U_{1\max} - U_Z)}{P_{D\max} + U_Z I_{2\min}} \quad (47).$$

Činitel stabilizace jako podíl poměrného přírůstku vstupního a výstupního napětí

$$p = \frac{\frac{\Delta U_1}{U_1}}{\frac{\Delta U_2}{U_2}} = \frac{R_1 + r_d}{r_d} \frac{U_Z}{U_1} \quad (48)$$

má být co největší. Běžně lze dosáhnout hodnot kolem 10, tj. výstupní poměrná (procentní) změna je desetkrát menší než vstupní.

Stabilizační obvod podle obr. 97 se používá jen zřídka, pro nejjednodušší a nejméně náročné případy. Vzpomeňme na naše předcházející popisy, v nichž byla většina měřicích přístrojů napájena ze dvou plochých baterií. Jejich napětí však během doby z jmenovitého $U = 9$ V postupně klesá. Pokud by však někdo chtěl ještě zlepšit vlastnosti těchto přístrojů, použije k napájení tři ploché baterie a Zenerovou diodou napětí stabilizuje na stálou velikost.

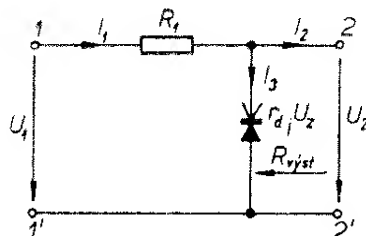
Vyjděme například z těchto hodnot: Zenerova dioda TESLA, typ 4NZ70; $U_Z = 8,19$ V; $I_{3\min} = 10$ mA; $I_{3\max} = 100$ mA; $P_{D\max} = 1,25$ W; $U_{1\max} = 14$ V; $U_{1\min} = 10$ V; $I_{2\max} = 20$ mA; $I_{2\min} = 10$ mA (podle druhu napájeného měřicího přístroje).

Dosazením do vztahu (46) vypočteme

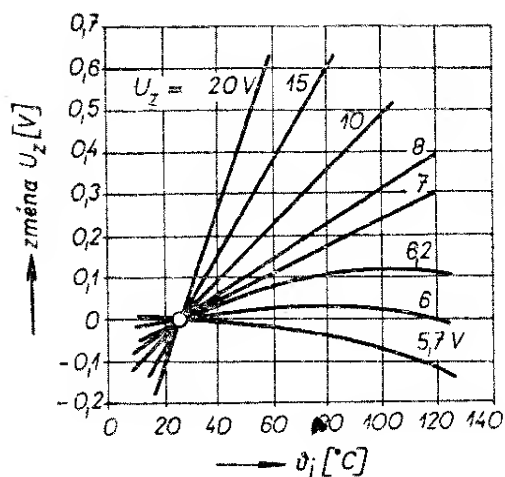
$$R_{1\max} = \frac{10 - 8,19}{(10 + 20) 10^{-3}} \doteq 60,3 \, \Omega$$

$$R_{1\min} = \frac{14 - 8,19}{(100 + 10) 10^{-3}} \doteq 52,9 \, \Omega$$

(podle max. proudu)



Obr. 97. Stabilizační obvod se Zenerovou diodou



Obr. 98. Teplotní závislost Zenerova napětí

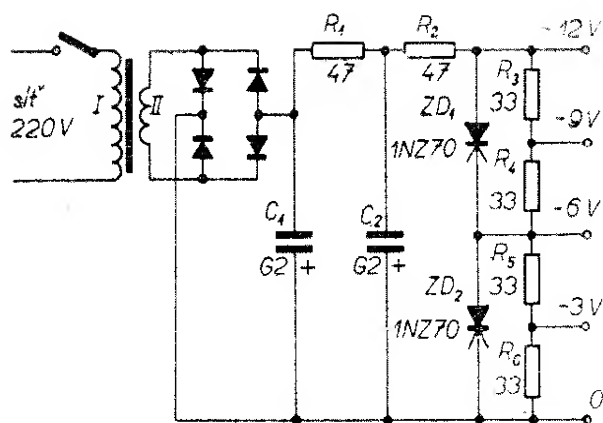
$$R_{1 \min} = \frac{8,19 (14 - 8,19)}{1,25 + 8,19 \cdot 10^{-2}} \approx 35,7 \Omega$$

(podle max. ztráty).

Z řady E12 tedy zvolíme $R_1 = 56 \Omega$. Za předpokladu, že ze stejnosměrných charakteristik přečteme $r_d \approx 2 \Omega$, je činitel stabilizace $p \approx 20$.

Jak ukazuje obr. 98, závisí Zenerovo napětí i na teplotě. Nejmenší závislost vykazují typy s U_Z od 5 do 6 V. Proto – umožňují-li to naše finanční prostředky – používáme místo jedné diody s větším U_Z několik diod s $U_Z \approx 5 \text{ V}$ v sérii.

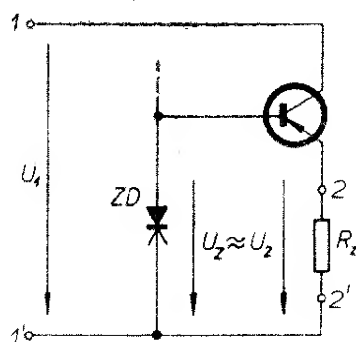
Se dvěma Zenerovými diodami typu 1N270 lze sestavit jednoduchý zdroj s nejčastěji používanými napájecími napětími (obr. 99). Síťový transformátor je navinut na jádru M17, jehož křemíkové plechy jsou skládány střídavě. Vinutí I má 2800 záv. drátu o $\varnothing 0,16 \text{ mm}$ CuP, vinutí II má 320 záv. drátu o $\varnothing 0,40 \text{ mm}$ CuP. Mezi obě vinutí vložíme proklad – dvakrát olejové plátno – a dbáme, aby vodič sekundárního vinutí se neprořízl po okraji (u čela) do primárního vinutí. V Graetzově můstku jsou zapojeny diody typu 11– až 16NP70 nebo podobné. Filtraci obstarává člen RC složený z odporů R_1, R_2 a kondenzátorů C_1, C_2 . Obě Zenerovy diody jsou zapojeny v sérii. Paralelně k nim jsou zapojeny odpory napěťového děliče R_3 až R_6 , z něhož odebíráme napětí 3, 6, 9 a 12 V při zatěžovacím proudu do 50 mA. Efektivní hodnota zvlhnutí nepřesáhne asi 0,5 mV na



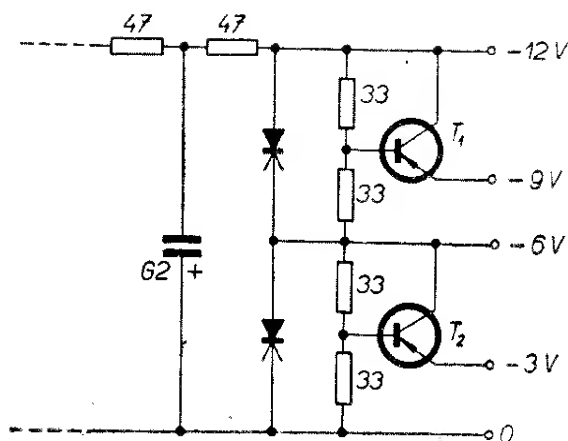
Obr. 99. Jednoduchý zdroj pevných napětí

1 V, na dvanáctivoltovém vývodu tedy asi 6 mV. Chceme-li vybavit zdroj měřicem proudu, zapojíme jej do společného vývodu do bodu 0. Všechny odpory jsou dimenzovány pro výkon 2 W.

Přípustné proudy a ztráty dnes vyráběných Zenerových diod brání jejich použití pro zatěžovací proudy od desetin ampér výše. Pro tyto účely se používají tranzistorové stabilizátory, řízené Zenerovou diodou. Principiální uspořádání je na obr. 100. Výkonový tranzistor je zapojen mezi nestabilizované vstupní napětí U_1 a výstup se stabilizovaným napětím U_2 . Zátěž nebo spotřebič je zapojen v emitorovém obvodu. Tranzistor tedy pracuje jako emitorový sledovač: na emitoru se neustále udržuje napětí báze, stabilizované Zenerovou diodou. Kolísání napětí U_1 vyvolané změnou sítě nebo zátěže se vyrovnává změnou kolektorového napětí U_{CE} . Takto můžeme za-



Obr. 100. Princip stabilizačního účinku tranzistoru



Obr. 101. Zdroj pevných napětí s jednoduchým tranzistorovým stabilizátorem

pojení z obr. 99 upravit podle obr. 101. Praxe ukazuje, že pro domácí pokusy není ani tak náročný požadavek stabilizace napájecího napětí jako spíše možnost plynulé regulace. Popíšeme si proto jednoduchý, ale užitečný zdroj, jehož schéma je na obr. 102.

Síťový transformátor má tato vinutí:

- I – 3200 z drátu o \varnothing 0,14 mm CuP,
- II – 225 z drátu o \varnothing 0,45 mm CuP,
- III – 370 z drátu o \varnothing 0,20 mm CuP.

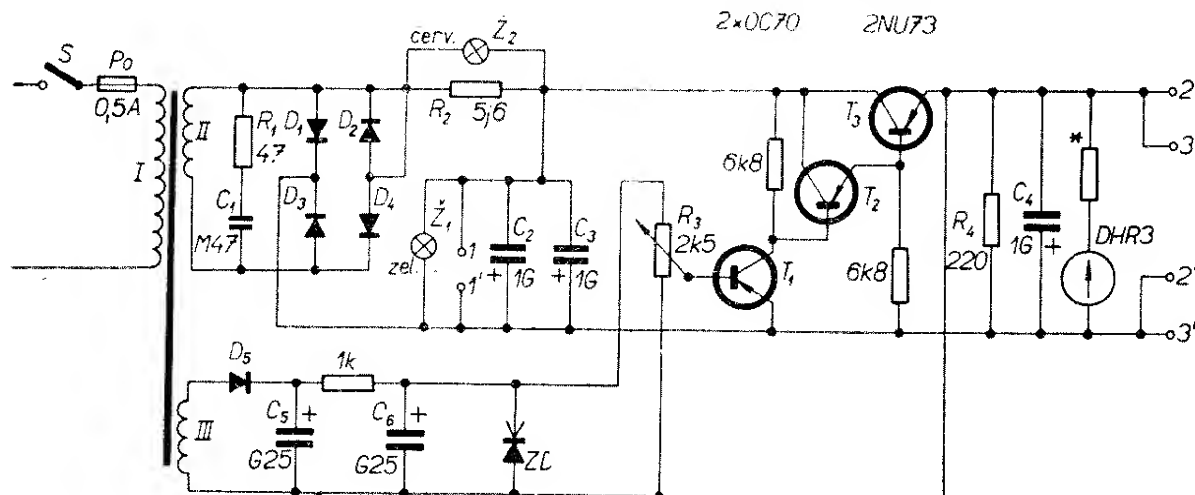
Křemíkové plechy jádra M20 jsou skládány střídavě. Mezi vinutí I a II vložíme důkladný proklad, např. dvakrát olejové plátno. Stejně jako v předcházejícím případě není výběr diod D_1 až D_5 kritický. Stačí, aby jejich maximální

přípustný proud byl asi 0,5 A a závěrné napětí větší než asi 30 V. Sériový člen R_1 , C_1 slouží k potlačení nežádoucích zákmitových jevů tepajícího proudu. Funkci odporu R_2 si vysvětlíme později. Usměrněné, nestabilizované napětí filtrují kondenzátory C_2 a C_3 .

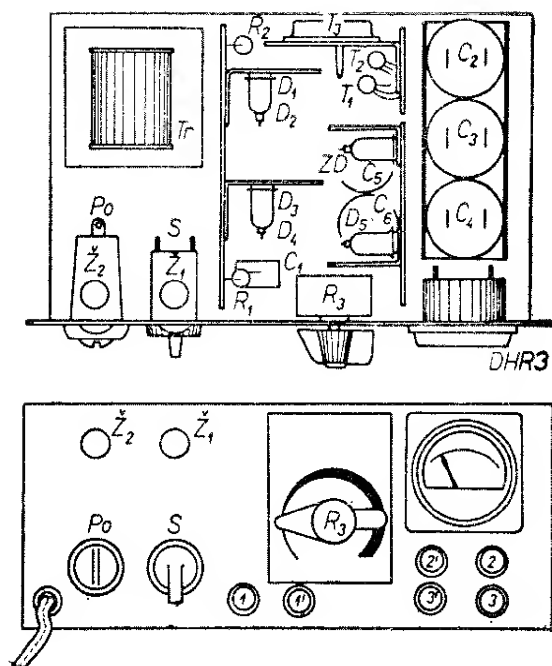
Vinutí III spolu s diodou D_5 a následujícím filtračním řetězcem slouží k vytvoření referenčního napětí na Zenerově diodě ZD. Potenciometrem R_3 se plynule nastavuje potřebné napětí k řízení regulačního výkonového tranzistoru T_3 (2 až 7NU73, P202 apod.). Na rozdíl od předcházejícího zapojení se však k řízení regulačního tranzistoru používá dvoustupňový stejnosměrný zesilovač, osazený tranzistory T_1 a T_2 (0C70, 0C71, 0C72, P14 apod.). Zvětšuje odchylky výstupního napětí od napětí referenčního a tím zlepšuje činitel stabilizace. Kromě toho zmenšuje odběr proudu z běžce potenciometru R_3 , což má příznivý vliv na stálost referenčního napětí.

Odpor R_4 slouží jako tzv. předzátěž a brání nadměrnému vzrůstu napětí na tranzistoru i při odpojení vnější zátěže. Paralelně k výstupu je zapojeno ručkové měřidlo DHR3 s rozsahem do 20 V. Elektrolytický kondenzátor C_4 napomáhá filtraci, především však zmenšuje výstupní odpor zdroje pro střídavé proudy. Správnou funkci usměrňovacího obvodu signalizuje zelená žárovka \check{Z}_1 .

Ani při opatrné manipulaci nelze zabránit tomu, abychom občas zdroj ne-



Obr. 102. Zapojení stabilizovaného zdroje



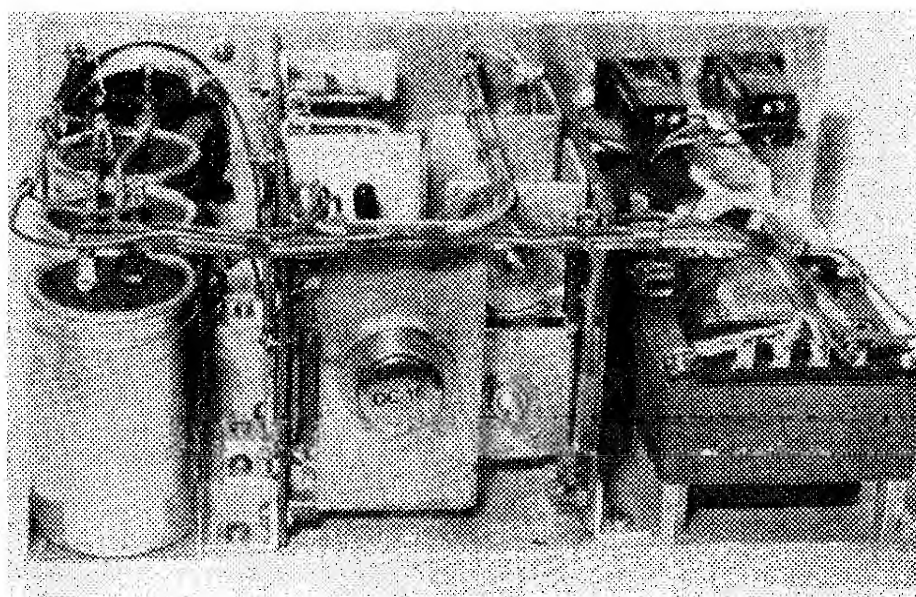
Obr. 103. Rozložení součástek, dílů a ovládacích prvků stabilizovaného zdroje

přetížili. Stane se tak „škrtnutím“ dvou vodičů o sebe, při proražení elektrolytického kondenzátoru nebo přechodu tranzistoru. První obětí bývá regulační tranzistor a někdy i usměrňovací diody. Proto se stabilizované zdroje vybavují tzv. elektronickou pojistkou. Je to obvod, který při zvětšení odběru nad určenou mez zahradí výkonový tranzistor. V tomto stavu zdroj setrvá, dokud přetížení nepomine, nebo dokud není tlačítkem

uveden do původního stavu. Podmínkou ovšem je, aby ochranný obvod pracoval rychleji, než může dojít k poškození regulačního tranzistoru. Elektronická pojistka předpokládá jisté zkušenosti při uvádění do chodu. Kromě toho si vyžádá další dva až tři tranzistory. Stejnou službu však vykoná odpor R_2 , který omezí zkratový proud asi na 1,5 až 2,5 A. Přitom zhasne zelená žárovka Z_1 a rozsvítí se červená Z_2 . Toto uspořádání sice poněkud zhoršuje stabilizační účinek, je však jednoduché a hlavně spolehlivé.

Rozložení součástek, dílů a ovládacích prvků je zřejmé z obr. 103.

V levé části kostry je umístěna síťová část se spínačem S , pojistkou, síťovou šňůrou a transformátorem. Následuje deska (80×120 mm) s usměrňovacími diodami, žhásecím obvodem R_1 , C_1 a ochranným odporem R_2 . Rovnoběžně s ní je vložena deska se zdrojem referenčního napětí (rozměry desky 80×80 mm). V jejím prodloužení je deska regulačního tranzistoru (rozměry 40×80 mm). Všechny polovodičové prvky (s výjimkou T_1 a T_2) jsou opatřeny chladicími deskami. Při pravém okraji jsou umístěny elektrolytické kondenzátory C_2 až C_4 . Nevýhodou běžně dostupných elektrolytických kondenzátorů TC 936 je pouzdro bez příchytěk. Lze je připevnit opásáním ke kostře (v našem případě drží v nízkém žlábků z ocelového plechu).



Obr. 104. Stabilizovaný zdroj bez krytu

Skutečný vzhled napájecího zdroje vidíme na obr. 104.

Měření impedancí

Užitečný, v amatérské praxi však zatím nepříliš známý je měřič komplexních impedancí $Z_{ej\varphi}$. Protože měří jak absolutní hodnotu $|Z|$, tak i fázi φ , říká se mu někdy „zet-fí-metr“.

Dovoluje měřit impedanci transformátorů, reproduktorů, sluchátek, korektorů apod. v pásmu nf kmitočtů. Přinese někdy překvapení ve složitém průběhu skutečné impedance tam, kde se tradičně udává „zatěžovací odpor 600Ω “.

Základní zapojení je na obr. 105. Ke svorkám 1, 1' je připojen tónový generátor; indikátor, tranzistorový milivoltmetr V je připojen ke svorkám 2, 2' a konečně ke svorkám x , x' neznámá impedance Z_x .

Podle obr. 105a se měří absolutní hodnota impedance $|Z|$. Neznámá impedance je připojena do série s cejchovaným proměnným odporem R . Tlačítkem Tl se voltmetr střídavě přepíná z odporu R na impedanci Z . Jak ukazuje připojený diagram, v okamžiku rovnosti $|Z| = R$ ukáže ručka voltmetru při přepnutí tlačítka Tl stále stejnou výchylku. Stupnice odporu R přímo udává velikost neznámé impedance $|Z|$.

Po tomto vyrovnaní můstku a beze

změny zjištěné polohy odporu R se v zapojení podle obr. 105b měří fáze φ neznámé impedance. V okamžiku stejné výchylky ručky voltmetru při přepínání Tl platí že

$$\cos \varphi = \frac{R_1 - R_2}{R_2}.$$

Složíme-li odpor R_1 z proměnného odporu R_1' a pevného $R_1'' = R_2$, pak např. pro $R_2 = 500\Omega$ může být stupnice R_1 přímo cejchována v hodnotách

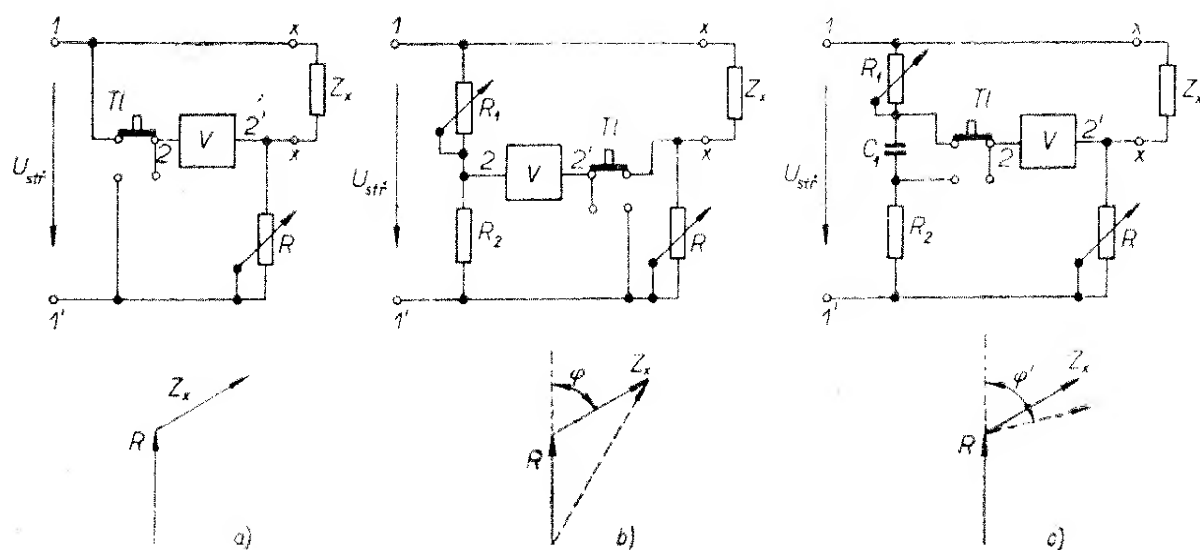
$$\cos \varphi = \frac{R_1}{1000}.$$

Tak např. $R_1' = 707\Omega$ odpovídá $\cos \varphi = 0,707$ a tedy úhlu 45° .

Oběma předcházejícími postupy jsme zjistili $|Z|$ a φ neznámé impedance. Nevíme však, je-li úhel φ kladný (impedance Z má indukční složku) nebo záporný (kapacitní). Ke zjištění slouží zapojení s pomocným kondenzátorem C_1 na obr. 105c.

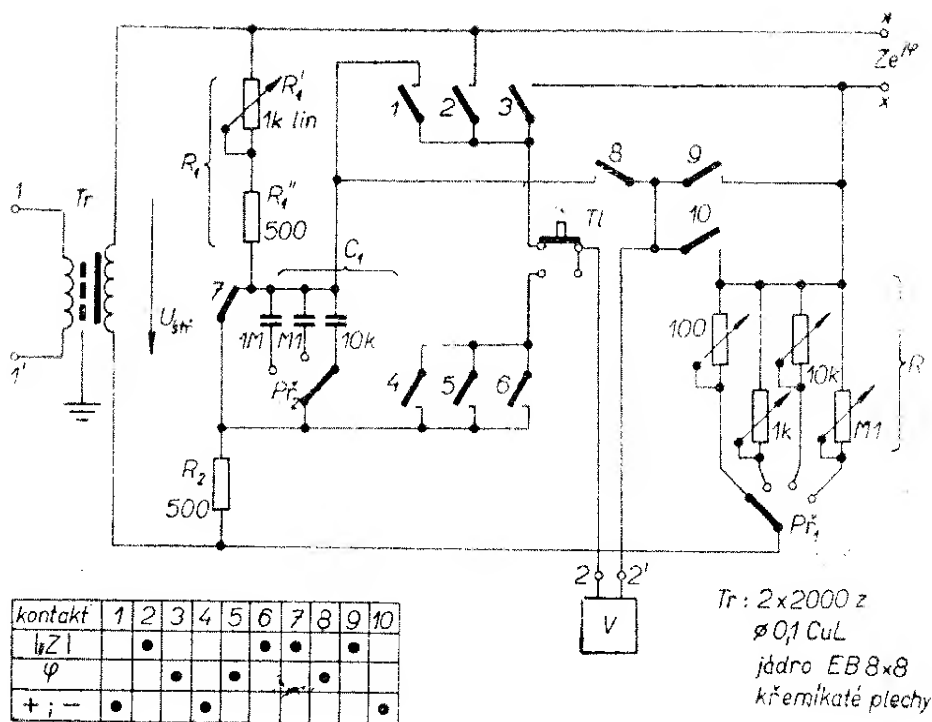
Zmenší-li se výchylka ručky voltmetru v horní poloze tlačítka Tl , je úhel φ kladný a naopak. Velikost kondenzátoru C_1 není kritická. Aby však byla změna výchylky zřetelná i na různých kmitočtech, doporučuji opatřit měřič několika přepínatelnými kondenzátory.

Na obr. 106 je úplné zapojení měřiče, sdružující všechny tři funkce. K přepínání funkcí slouží třípolohový čtyřpólový přepínač, jehož kontakty jsou v obrázku označeny čísly 1 až 10. Postup při je-



Obr. 105. Základní zapojení měřiče impedancí

Obr. 106. Skutečné zapojení měřiče impedancí



jich spojování ukazuje tabulka v dolní části obrázku. Tak např. při měření absolutní hodnoty $|Z|$ jsou sepnuty kontakty 2, 6, 7 a 9. Přepínač P_1 slouží k přepínání cejchovaných vyrovnávacích odporů R ; přepínačem P_2 se zkusmo vyhledá kapacita C_1 , která při daném kmitočtu dává dostatečnou odchylku při zjišťování znaménka úhlu φ . Přepínací tlačítko Tl se postupně používá při všech měřicích úkonech.

Tento užitečný měřič bývá i v profesionální praxi konstruován jako pomocný přípravek, k němuž se zevnějšku připojí tónový generátor ke svorkám 1, 1' a (tranzistorový) milivoltmetr ke svorkám 2, 2'. Také soupravu proměnných odporů R lze nahradit vnější dekádou.

Literatura a prameny

[1] Soubor popisů měřicích přístrojů „Laboratoř mladého radioamatéra“, Amatérské radio, roč. 1967: RLC můstek – č. 2; zdroj ss napětí – č. 4; nf generátor – č. 5; měřič rezonance – č. 6; přepínač odporů – č. 7; sledovač signálu – č. 9; vf generátor – č. 10.

[2] Přibil, J.: Měřicí přístroje pro praxi. Radiový konstruktér 3/65.

[3] Hyan, J. T.: Nf generátor. Radiový konstruktér 5/67.

[4] Gärtner, R.: Ein stabiler Breitband-verstärker, Radio u. Fernsehen 6/65, str. 172 až 174.

[5] Jakubaschk, H.: Transistorisierter Sinus- und Rechteckgenerator. Radio u. Fernsehen 20/66, str. 629 až 631.

[6] Borkmann, I.: Sinusgenerator für eine Frequenz. Radio u. Fernsehen 16/65, str. 506 až 507.

[7] Schütze, W.: Ein klirrarmer RC Generator mit Transistoren. Radio u. Fernsehen 19/65, str. 602 až 604.

[8] Schütze, W.: RC Generator zvukových častot. Radio 1/66, str. 61.

[9] Schreiber, H.: Sinus- und Rechteckgenerator mit vier Transistoren. Funk-Technik 13/63, str. 474 až 476.

[10] Borovkov, E.: Multivibratory na tranzistorach raznoj provodimosti. Radio 1/66, str. 61.

[11] Schreiber, B.: Signalgenerator für Sinus-, Rechteck- und Sägezahnspannungen. Funk-Technik 17/65, str. 695.

[12] Lager, E.: „Transifon“ und „Transidip“. Radio und Fernsehen 12/67, str. 376 až 377.

[13] Albrecht, H.: Zeigerfrequenzmesser zur Überwachung der Netzfrequenz. Radio u. Fernsehen 13/66, str. 397 až 398.

[14] Böhme, G.: Balken-generator für den Fernsehservice. Radio u. Fernsehen 11/66, str. 331.

[15] *Jakubaschk, H.*: Ein einfaches NF-Impedanzmessgerät für die Werkstatt. Radio u. Fernsehen 3/66, str. 93 až 95.

[16] *Karlíný*: Odnotransistornyj multi-vibrator. Electronics-Elektronika 17/65, str. 32 až 33.

[17] *Moss, M. J.*: Beville, R. E. Zener Power Supply for Transistor Radios. Radio Electronics 5/66, str. 38 a 39.

[18] *Cormick, J. M.*: East Side - West Side, A Stable 400 000 Ω per Volt DC Meter. Radio Electronics 4/66, str. 44

[19] *Tellefsen, R. N.*: Built the Emitter Dipper. Popular Electronics 12/66, str. 47 až 49.

[20] *Altmann, P.*: Durch Messen zum Wissen. Funk-Technik 14/66, str. 532.

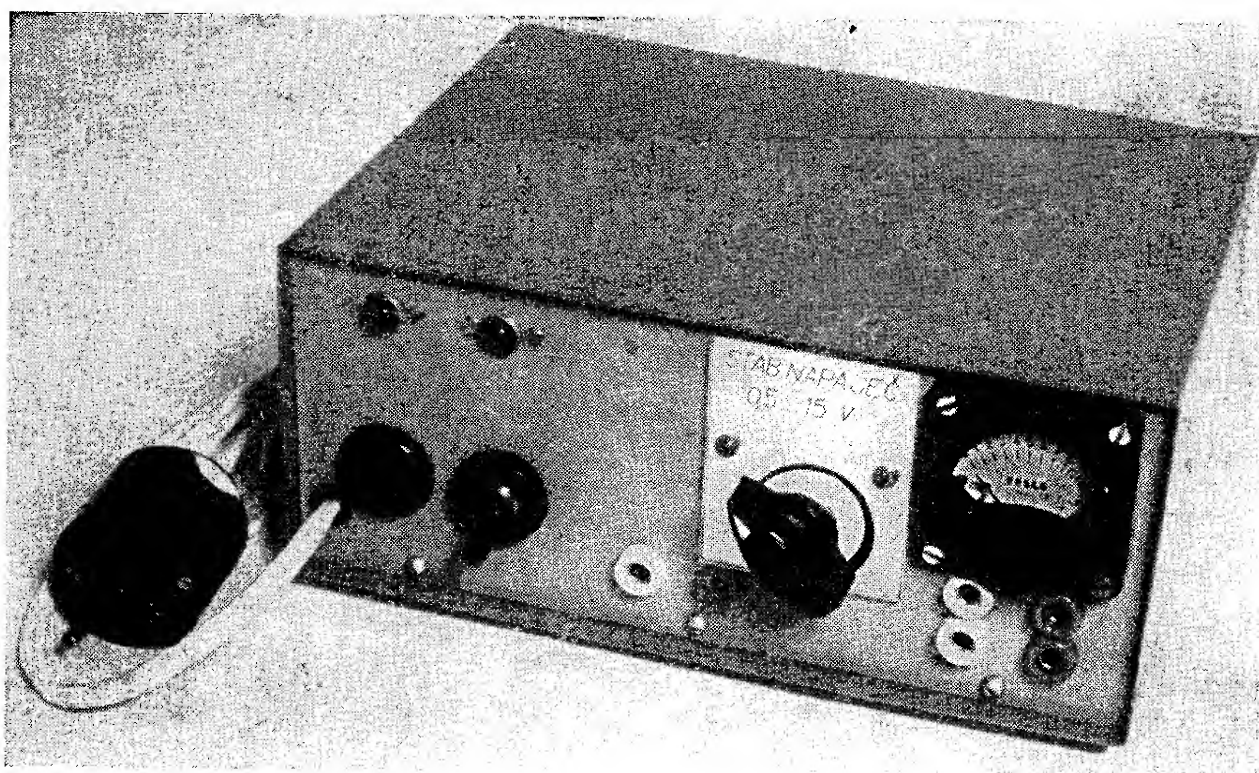
[21] *Phelps, J. H.*: High Input Impedance for Multitester. Radio-Electronics 10/66, str. 54.

[22] *Karpov, V. J.*: Poluprovodnikovyje stabilizatory naprjaženija. Moskva: Gosenergoizdat 1963.

[23] *Horna, O. A.*: Napájecí zdroje s omezením zkratového proudu. Sdělovací technika 7/64, str. 262 až 265.

[24] *Szerzeń, J.*: Generatory tranzystorowe. Warszawa: Wydawnictwa naukowe - techniczne 1966.

[25] *Svobodný, Z.*: Opravy rozhlasových přijímačů. Radiový konstruktér 3/67.



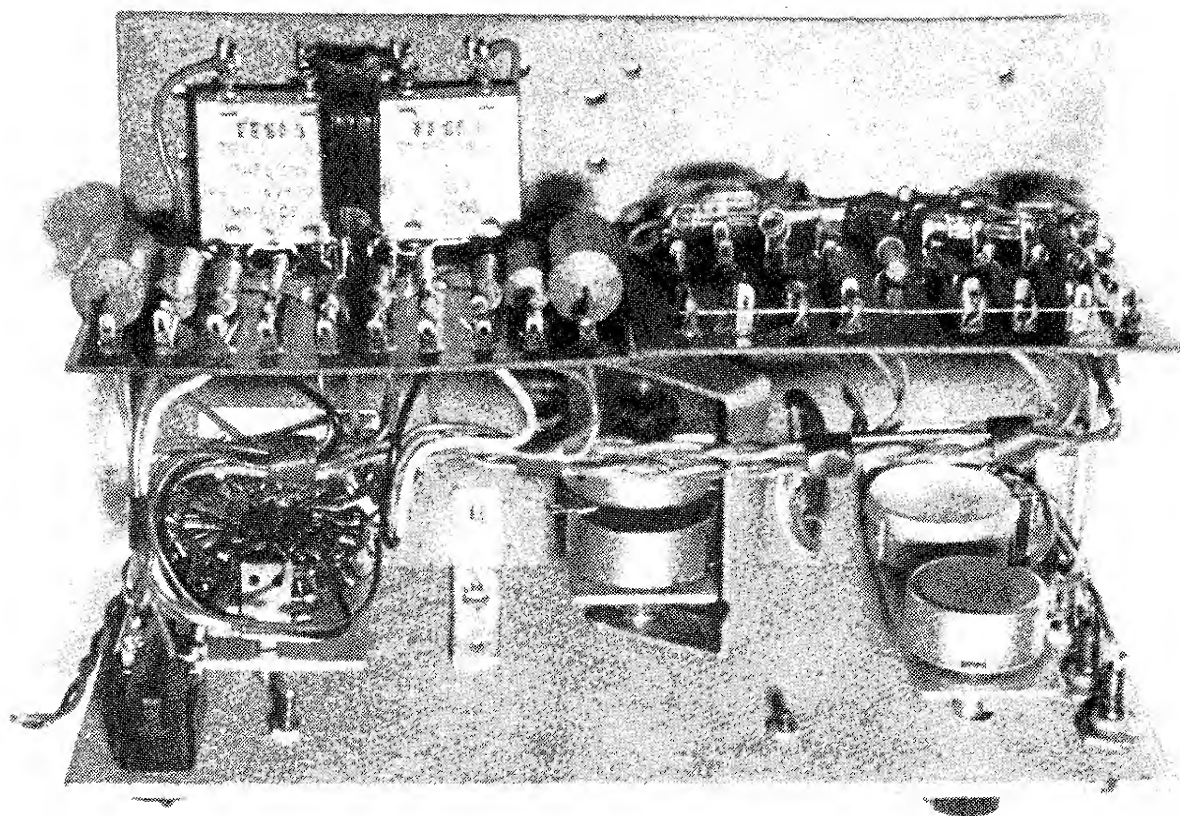
Stabilizovaný zdroj

RADIOVÝ KONSTRUKTÉR

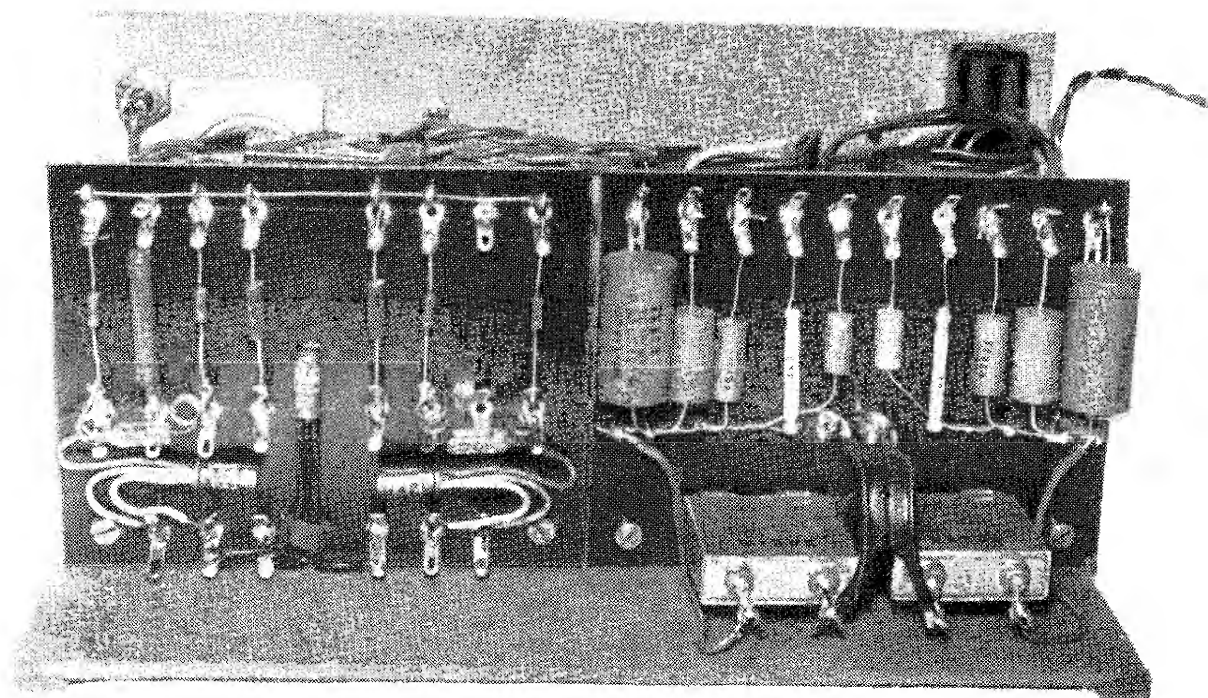
- vydává Vydavatelství časopisů MNO, n. p., Praha 1. Vladislavova 26, telefon 234355-7. ● Šéfredaktor ing. František Smolík, zástupce Lubomír Březina ● Redakce Praha 2, Lublaňská 57, tel. 223630 ● Redakční rada: K. Bartoš, ing. J. Čermák, K. Donát, V. Hes, ing. L. Hloušek, A. Hofhans, Z. Hradiský, ing. J. T. Hyan, K. Krbec, A. Lavante, K. Novák, ing. J. Nováková, ing. O. Petráček, dr. J. Petránek, K. Pytner, M. Šviták, ing. J. Vackář, ing. V. Vildman, J. Ženšek ● Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 3,50 Kčs, pololetní předplatné 10,50 Kčs, roční předplatné 21,- Kčs ● Rozšiřuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil VČ MNO - administrace, Praha 1, Vladislavova 26. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel ● Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS - vývoz tisku, Jindřišská 14, Praha 1 ● Dohlédací pošta Praha 07 ● Tiskne Naše vojsko, závod 01, Na Valech 1, Praha - Dejvice ● Za původnost příspěvků ručí autor. Redakce rukopis vrátí, bude-li vyžádán a bude-li připojena frankovaná obálka se zpětnou adresou ● Toto číslo vyšlo 20. dubna 1968

© Vydavatelství časopisů MNO Praha

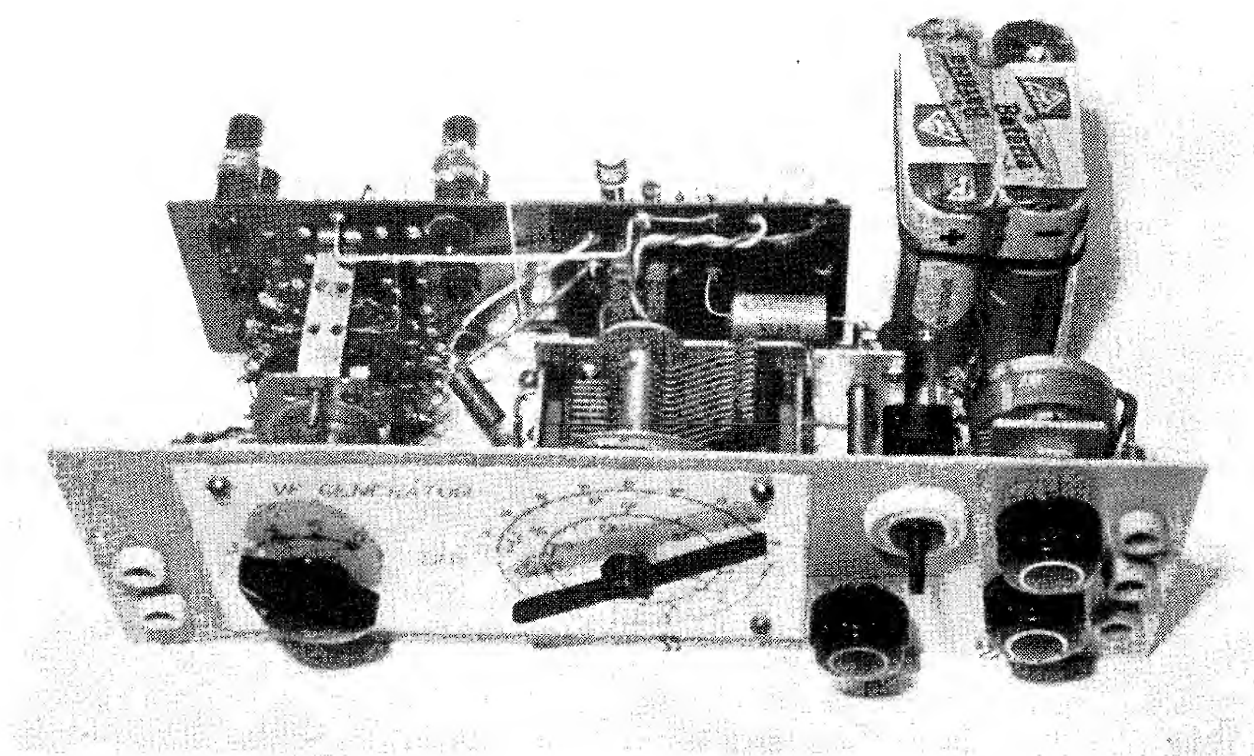
A-17*81129



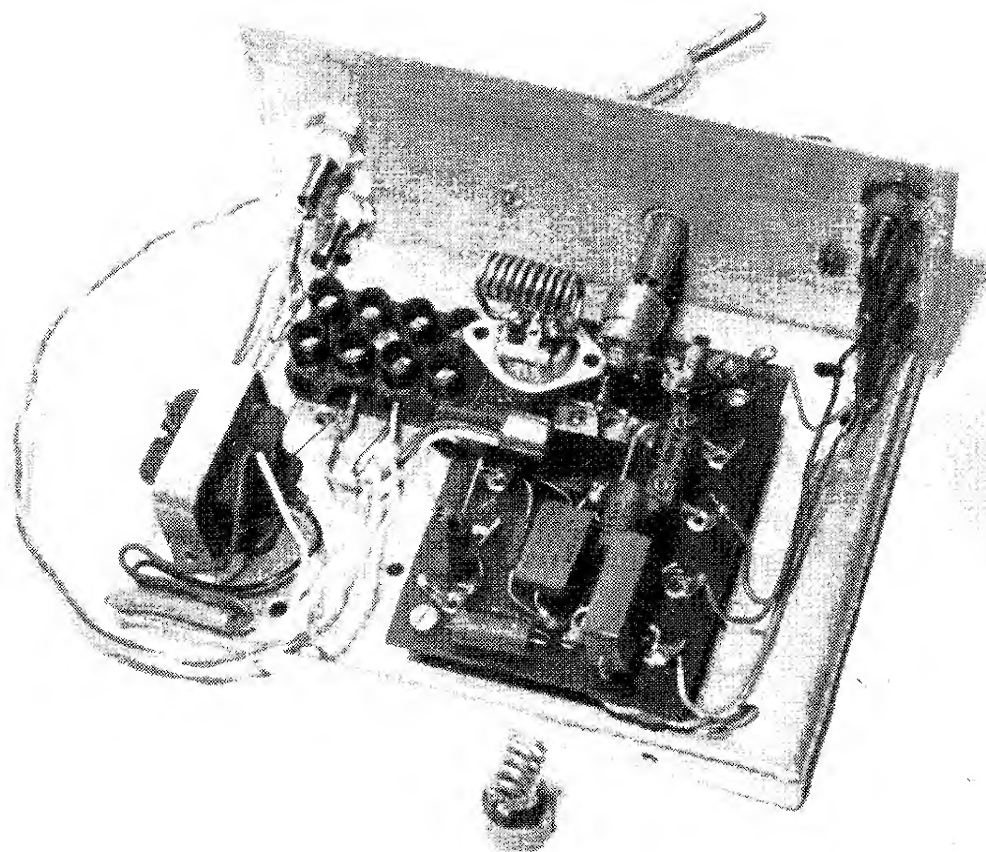
1 nitřní uspořádání generátoru pulsu



Desky se součástkami generátoru pulsu



Pohled na vf generátor



Pohled na generátor VKV

ZÁKAZNÍK = VÁŽENÁ OSOBA

V našich podmínkách to možná zní trochu nadneseně, ale přesto jsme svědky, že tato rovnice začíná pomalu, ale jistě přinášet výsledky nejcennější – spokojenost spotřebitelů. Můžete se s tím setkat v prodejnách TESLA, jejichž síť stále vzrůstá.

Prodavači, většinou vyučení technici, předvádějí odborné výrobky spotřební elektroniky – samozřejmě v provozu. Nespěchají na vás, i když je zřejmé, že třeba nekoupíte. Poradenská služba totiž patří k jejich práci. Proto mají prodejny TESLY dobrý zvuk a jsou vyhledávány.

PRAHA 1, Martinská 3, PRAHA 1, Národní 25 – pasáž METRO, PRAHA 2, Slezská 4, Č. BUDĚJOVICE, Jírovcova 5, PARDUBICE, Jeremenkova 2371, ÚSTÍ n. L., Revoluční 72, OSTRAVA, Gottwaldova 10, BRNO, tř. Vítězství 23, B. BYSTRICA, Malinovského 2, BRATISLAVA, Červenej armády 8 – 10, KOŠICE, Nové Město, Luník 1.

TESLA

DOBŘÉ VÝROBKY
DOBŘÉ SLUŽBY



PLOŠNÉ SPOJE – urýchlene zhotoví i na dobierku (podľa priloženého negatívu alebo podľa kresby, uverejnené v časopisoch AR, RK, ST, HZ) výrobné družstvo POKROK, Žilina, SNP 13.